

Îndreptar de radioelectronică



EDITURA TEHNICĂ

Îndreptar de radioelectronică

Sub redacția lui

A. A. KULIKOVSKI

Traducere din limba rusă după ediția a III-a



EDITURA TEHNICA

București — 1963



Cartea conţine principalele cunoştinţe din domeniul radioelectronicii. Ea dă date informative asupra tuburilor electronice, dispozitivelor semiconductoare, asupra pieselor şi materialelor radiotehnice, precum şi indicaţii de calcul şi construcţie a radioreceptoarelor, televizoarelor, magnetofoanelor şi a altor aparate electronice.

Conţine date asupra propagării undelor electromagnetice, asupra antenelor şi fiderelor; se ocupă de electroacustică şi de înregistrarea sunetului.

In capitole speciale tratează sursele de alimentare, măsurări şi tehnica impulsurilor.

Prezintă aplicaţiile electronicii în industrie, în capitole speciale, în care tratează: măsurarea electrică a mărimilor neelectrice, reglarea automată, sistemele de comandă automată a frecvenţei şi de reglare automată a amplificării şi dispozitive electronice de calcul.

Cartea conţine bazele teoriei informaţiei, precum şi bazele tehnicii frecvenţelor ultraînalte.

Cartea interesează pe tehnicienii radio, pe radioamatori, pe inginerii electronişti, precum şi pe tehnicienii şi inginerii de alte specialităţi, care se interesează de radioelectronică.

СПРАВОЧНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЯ
ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ

Под общей редакцией А. А. Куликовского
с предисловием академика
А. И. Берга

Госэнергоиздат

Москва 1961 Ленинград

PREFAȚĂ

Directivele Congresului al III-lea al P.M.R. și alte documente de partid și de stat trasează sarcini importante pentru dezvoltarea radioelectronicii în țara noastră, ramură nouă a științei și tehnicii, care condiționează în mare măsură, progresul tehnic.

În ultima perioadă de timp, radioelectronica (în afară de domeniul radiodifuziunii și al televiziunii) a căpătat o largă utilizare în toate ramurile industriale, în transporturi, în agricultură, în medicină și în biologie, în cercetări științifice.

Electronica aduce un aport serios în automatizarea și telemecanizarea instalațiilor industriale.

Mașinile electronice de calcul reprezintă unul din mijloacele tehnice de bază care condiționează un important salt calitativ în tehnică.

Această extindere a aplicării electronicii aproape în toate ramurile economiei naționale necesită un număr din ce în ce mai mare de muncitori, tehnicieni și ingineri, pregătiți în radioelectronică, care sînt chemați să rezolve probleme concrete legate de sarcinile de producție.

Aceste probleme sînt așa de variate și de numeroase încît pentru soluționarea lor este necesar și aportul radioamatorilor și în special al radioamatorilor avansați. Acești radioamatori, prin cunoștințele lor, prin pasiunea și îndemînarea în construcția montajelor, pot contribui la rezolvarea multor probleme tehnice și științifice.

Prezenta lucrare conține noțiuni și indicații de rezolvare a celor mai variate și mai noi probleme de radioelectronică, cuprinzînd domeniile multiple unde electronica își găsește aplicare.

În acest fel, lucrarea este utilă pentru tehnicieni și ingineri electroniști și de alte specialități și pentru radioamatorii avansați, care sînt chemați să rezolve probleme practice.

Editura tehnică are convingerea că lucrarea va fi de un real folos pentru progresul tehnic în domeniul electronic în țara noastră.

EDITURA TEHNICĂ

CUVÎNT ÎNAINTE

Partidul Comunist și Guvernul Sovietic acordă o mare atenție radioelectronicii pe care o consideră una din ramurile de bază ale progresului tehnic în economia națională și pe care o socotește ca unul din factorii cei mai importanți care contribuie la educația în spirit comunist a oamenilor muncii. Radioelectronica joacă un rol important în îndeplinirea mărețelor sarcini ale planului septenal de dezvoltare a Uniunii Sovietice. La dezvoltarea și răspîndirea radioelectronicii, alături de un colectiv larg format din multe mii de savanți eminenți și de ingineri radio sovietici, participă radioamatorii care sînt adevărați inovatori, luptători activi pentru progresul tehnic în toate domeniile industriei și agriculturii.

Radioamatorii entuziaști lucrează în mod creator pentru ca radioelectronica sovietică să servească cu eficacitate maximă cauza construcției comuniste. Construind diverse instalații radioelectronice, efectuînd multiple experiențe, radioamatorii sovietici acordă un mare ajutor savanților în rezolvarea multor probleme științifice și tehnice. Radioamatorii au făcut deja și, incontestabil, vor mai face și în viitor o serie de descoperiri importante care vor lărgi orizonturile radioelectronicii.

Paralel cu domeniile tradiționale cum ar fi radiorecepția, înregistrarea și reproducerea sunetului sau televizunea, amatorii lucrează din ce în ce mai mult pentru folosirea metodelor radioelectronicii în diversele domenii ale economiei naționale, medicinii și științei. Rîndurile radioamatorilor cresc necontenit prin aderarea multor oameni care caută să-și însușească și să folosească în mod practic în activitatea lor realizările radioelectronicii moderne. Pentru acești amatori prezintă un interes deosebit unele domenii ale radioelectronicii cum ar fi tehnica impulsurilor, măsurarea mărimilor neelectrice, reglarea automată, tehnica mașinilor de calcul și a instalațiilor logice, tehnica frecvențelor ultraînalte etc.

În condițiile dezvoltării rapide a radioelectronicii moderne, pentru ca activitatea creatoare a radioamatorilor să se desfășoare în condiții optime, este nevoie de însușirea pe scară largă a unui număr mare de cunoștințe, de înțelegerea profundă a principiilor fizice care stau la baza funcționării diverselor instalații radiotehnice și cunoașterea metodelor de calcul al acestor instalații.

Căutînd să pună la dispoziția radioamatorilor avansați un manual care să cuprindă asemenea informații, redacția Bibliotecii radiotehnice de mase a Editurii energetice de stat editează a treia ediție a „Îndreptarului de radioelectronică“, la pregătirea căruia s-a ținut seama de multiplele cereri și sugestii ale cititorilor, în urma apariției celor două ediții anterioare.

Particularitatea principală a prezentului Îndreptar constă în faptul că pe lîngă revizuirea și înnoirea edițiilor anterioare, în el s-au inclus materiale referitoare la unele domenii noi și relativ puțin tratate în literatura de radioelectronică de masă. Astfel, în Îndreptar au apărut capitole consacrate tehnicii impulsurilor, instalațiilor logice și de calcul, reglării automate și măsurării mărimilor neelectrice.

O altă particularitate a acestui nou Îndreptar care îl deosebește de edițiile precedente constă în faptul că el cuprinde nu numai noțiuni și informații practice ci și noțiuni cu caracter teoretic.

Datorită expunerii succesive, deși sumare, a unei serii de capitole, această carte poate servi pentru cunoașterea bazelor diverselor domenii ale radioelectronicii. Probabil că pentru cititori vor prezenta un interes deosebit capitolele consacrate bazelor electrotehnicii și radiotehnicii, unde sînt expuse, în special, bazele teoriei moderne asupra informațiilor și luptei împotriva perturbațiilor, precum și elemente ale tehnicii frecvențelor ultraînalte. Aici sînt expuse, mult mai amănunțit decît în edițiile precedente, principiile de funcționare și procedeele de folosire a semiconductoarelor și a instalațiilor de televiziune. Capitolele noi consacrate antenelor și propagării undelor electromagnetice, precum și materialele noi despre înregistrarea și reproducerea sunetului și a altor semnale vor fi de un mare folos cititorilor.

Așadar cartea atacă o serie largă de probleme, care sînt tratate corespunzător cerințelor moderne. Putem spera că un astfel de Îndreptar destinat maselor largi de amatori va aduce un real folos nu numai cercurilor largi de radioamatori calificați ci și unui mare număr de alți cititori care nefiind specialiști în radio lucrează practic cu diverse aparate radioelectronice.

Acad. A. I. BERG

DIN PARTEA EDITURII

Această a treia ediție a Îndreptarului de radioelectronică este destinată radioamatorilor calificați și poate fi utilă persoanelor care lucrează practic cu aparate radioelectronice in diferite ramuri ale economiei naționale și ale tehnicii.

Scopul principal al Îndreptarului este de a pune la dispoziția cititorilor informațiile și noțiunile fundamentale din cataloagele de tuburi electronice, semiconductoare și piese, noțiuni referitoare la problemele de calcul și de construcție a aparaturii folosite de radioamatori, precum și noțiuni cu caracter teoretic general care explică principiile de funcționare a diverselor instalații. Datorită expunerii sistematice a unui număr de capitole noi de radioelectronică, Îndreptarul poate fi folosit de asemenea ca material informativ in studiul individual.

La pregătirea celei de-a treia ediții s-a ținut seama de multiplele cerințe exprimate in consfătuirile ținute cu cititorii din inițiativa redacției Bibliotecii radiotehnice de mase din cadrul Editurii energetice de stat (Gosenergoizdat). Astfel redacția a inițiat o prelucrare importantă a întregii cărți în scopul adaptării ei la cerințele actuale. În cea de a treia ediție s-au completat datele din cataloage referitoare la tuburi electronice, semiconductoare și piese radio, s-au îmbunătățit formulele de calcul și graficele. S-au introdus o serie de capitole noi consacrate semiconductoarelor și folosirii acestora, recepției emisiunilor de televiziune, bazelor electrotehnicii și radiotehnicii și s-a prelucrat și s-a lărgit capitolul referitor la înregistrările sunetului. De asemenea, in Îndreptar s-au introdus capitole noi consacrate tehnicii impulsurilor, instalațiilor de calcul și logice, reglării automate, tehnicii măsurării mărimilor neelectrice, antenelor și propagării undelor electromagnetice.

Pentru a satisface cererea cititorilor în ceea ce privește informațiile, atit cu caracter practic cit și teoretic, in toate capitolele enumerate mai sus s-au introdus noțiuni teoretice generale privitoare la domeniile respective ale radiotehnicii și s-a acordat o deosebită atenție problemelor relativ noi și complexe, referitoare la teoria informațiilor, la lupta impotriva perturbațiilor și la tehnica frecvențelor ultrainalte. Noțiunile teoretice elementare nu au fost introduse in lucrare, deoarece ele nu sint necesare categoriei de cititori căreia i se adresează. Aceste informații sint expuse in „Îndreptarul radioamatorului incepător" editat de redacția Bibliotecii radiotehnice de mase concomitent cu lucrarea de față.

Nivelul la care sint expuse toate capitolele, cu excepția cap. 20, 21 și 22, presupune o pregătire a cititorului in domeniul fizicii și matematicii la nivelul școlii medii. Pentru înțelegerea materialului referitor la instalațiile logice și de calcul și la sistemele de reglare automată trebuie să fie cunoscute noțiunile fundamentale despre ecuațiile diferențiale, acestea fiind folosite in capitolul 22.

Ca și in edițiile anterioare, datele informative din cataloage și relațiile de calcul sint prezentate sumar, sub formă de tabele, grafice și formule. Formulele de calcul sint date in variante simplificate, care asigură totuși precizia necesară pentru majoritatea calculelor practice.

La intocmirea celei de-a treia ediții a Manualului au participat: Bavarov S. F. (cap. 22), Barsukov F. I. (cap. 17 și 19), Bogdanov A. F. (cap. 3 și 4), Burliand V. A. (cap. 23), Ganzburg M. D. (cap. 8), Korolkov V. G. (cap. 14), Krivițki B. H. (cap. 18, 20 și 21), Kuznețov V. A. (cap. 5 și 6), Kulikovski A. A. (cap. 9), Labutin V. K. (cap. 10), Levitin E. A. (cap. 1, 2, 7, 12, 13 și 15), Tarasov F. I. (cap. 11 și 16), Haharev V. M. (cap. 17), Șumihin Iu. A. (cap. 17).

Redacția și autorii speră in colaborarea in continuare a cititorilor și roagă să trimită observațiile critice și dorințele pe adresa: Moscova, I-114, Șliuzovaia Naberejnaia 10, Gosenergoizdat, redacția Bibliotecii radiotehnice de mase.

DATE INFORMATIVE GENERALE

1-1. ALFABETELE RUS ŞI GREC

Alfabetul rus

Litere de tipar	Litere de mînă	Denumirea	Litere de tipar	Litere de mînă	Denumirea
Аа	А а	a	Рр	Р р	er
Бб	Б б	be	Сс	С с	es
Вв	В в	ve	Тт	Т т	te
Гг	Г г	ghe	Уу	У у	u
Дд	Д д	de	Фф	Ф ф	ef
Ее	Е е	e	Хх	Х х	haş
Жж	Ж ж	je	Цц	Ц ц	țe
Зз	З з	ze	Чч	Ч ч	ci
Ии	И и	i	Шш	Ш ш	şe
Йй	Й й	i	Щщ	Щ щ	şci
Кк	К к	ca	Ъъ	ъ	
Лл	Л л	el	Ыы	ы	î
Мм	М м	em	Ьь	ь	
Нн	Н н	en	Ээ	Э э	ie
Оо	О о	o	Юю	Ю ю	iu
Пп	П п	pe	Яя	Я я	ia

Alfabetul grec

Litere de tipar	Litere de mînă	Denumirea	Litere de tipar	Litere de mînă	Denumirea
Αα	Α α	alfa	Νν	Ν ν	niu
Ββ	Β β	beta	Ξξ	Ξ ξ	ksi
Γγ	Γ γ	gama	Οο	Ο ο	omicron
Δδ	Δ δ	delta	Ππ	Π π	pi
Εε	Ε ε	epsilon	Ρρ	Ρ ρ	ro
Ζζ	Ζ ζ	zeta	Σσ	Σ σ	sigma
Ηη	Η η	eta	Ττ	Τ τ	tau
Θϑ	Θ ϑ	teta	Υυ	Υ υ	ipsilon
Ιι	Ι ι	iota	Φφ	Φ φ	fi
Κκ	Κ κ	capa	Χχ	Χ χ	hi
Λλ	Λ λ	lambda	Ψψ	Ψ ψ	psi
Μμ	Μ μ	miu	Ωω	Ω ω	omega

1-2. SIMBOLURILE PRINCIPALELOR MĂRIMI ŞI ALE UNITĂŢILOR LOR DE MĂSURĂ

Mărimea	Simbolul	Unitatea de măsură cea mai folosită	Notarea prescurtată a unităţii de măsură
Greutatea	G	Gram	g
Greutatea specifică		—	—
Timpul	t	Secundă	s
Înălţimea	h	Metru	m
Diametrul	d	Metru	m
Lungimea	l	Metru	m
Lungimea de undă	λ	Metru	m
Factorul de calitate	Q	—	—
Capacitatea electrică	C	Farad	F
Inductanţa (coeficientul de autoinducţie)	L	Henry	H
Inductanţa mutuală (coeficientul de inducţie mutuală)	M	Henry	H
Inducţia magnetică	B	Gauss	Gs
Cantitatea de electricitate (sarcina electrică)	q	Coulomb	C
Gradul de modulaţie	m	—	—
Randamentul	η	—	—
Raportul de transformare	n	—	—
Coeficientul de amplificare	K	—	—
Coeficientul de amplificare al tubului electronic	μ	—	—
Panta caracteristicii tubului electronic	S	Miliamper pe volt	mA/V
Puterea electrică	P	Watt	W
Tensiunea electrică	U, u	Volt	V
Intensitatea cîmpului magnetic	H	Oersted	Oe

Mărimea	Simbolul	Unitatea de măsură cea mai folosită	Notarea prescurtată a unităţii de măsură
Intensitatea cîmpului electric	E	Volt pe metru	V/m
Volumul	V	Metru cub	m^3
Perioada oscilaţiei	T	Secundă	s
Suprafaţa	S	Metru patrat	m^2
Permeabilitatea dielectrică	ε	—	—
Permeabilitatea magnetică (relativă)	μ	—	—
Defazajul	φ	Unghi în grade	°
Viteza liniară	v	Metru pe secundă	m/s
Rezistenţa ohmică	R, r	Ohm	Ω
Rezistenţa internă	R_i, r_i	Ohm	Ω
Impedanţa	Z, z	Ohm	Ω
Reactanţa	X, x	Ohm	Ω
Rezistenţa specifică	ρ	Ohm milimetru pătrat pe metru	$\frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$
Temperatura	t	Grad	°
Curentul electric	I, i	Amper	A
Unghiul de pierderi în dielectric	δ	Minut	′
Frecvenţa oscilaţiilor	f, F	Hertz	Hz
Pulsaţia	ω	—	—
Numărul de spire ale înfăşurării	n	—	—
Forţa electromotoare (f.e.m.)	E, e	Volt	V
Energia	W	Wattoră	Wh

1-3. PREFIXE ZECIMALE (METRICE)

Denumirea prefixului	Raportul faţă de unitatea de măsură principală	Notarea prescurtată internaţională
Pico (micromicro)	10^{-12}	p
Nano (milimicro)	10^{-9}	n
Micro	10^{-6}	μ
Mili	10^{-3}	m
Centi	10^{-2}	c
Deci	10^{-1}	d
Deca	10	da
Hecto	10^2	h
Kilo	10^3	k
Mega (meg)	10^6	M
Giga	10^9	G
Tera	10^{12}	T

1-4. UNITĂŢI DE MĂSURĂ PENTRU DIFERITE MĂRIMI

Masa

1 t (tonă) = 10 q (chintale) = 1000 kg = 10^6 g.
1 q (chintal) = 100 kg = 10^5 g.
1 kg (kilogram) = 1000 g.
1 g (gram) = 1000 mg.
1 mg (miligram) = 0,001 g.

Lungimea

1 km (kilometru) = 1000 m.
1 m (metru) = 10 dm.
1 dm (decimetru) = 10 cm = 0,1 m.
1 cm (centimetru) = 10 mm = 0,01 m.
1 mm (milimetru) = 1000 μ = $[10^{-3}]$ m.
1 μ (micron) = 1000 mμ = 10^{-6} m.
1 m μ (milimicron) = 10 Å = 10^{-9} m.
1 Å (angström) = 1000 X = 10^{-10} m.
1 X (ics) = 0,001 Å = 10^{-13} m.
Transformarea ţolilor în centimetri se poate face folosind fig. 1-1.

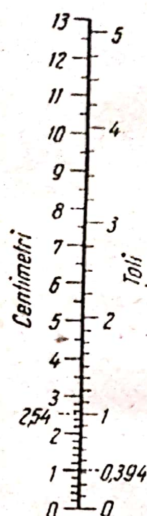


Fig. 1-1. Transformarea țolilor în centimetri.

°C	°R	°F	°K
+100	+80	+212	+373
+90	+72	+194	+363
+80	+64	+176	+353
+70	+56	+158	+343
+60	+48	+140	+333
+50	+40	+122	+323
+40	+32	+104	+313
+30	+24	+86	+303
+20	+16	+68	+293
+10	+8	+50	+283
0	0	+32	+273
−10	−8	+14	+263
−17,8	−14	0	+255

Fig. 1-2. Comparație între scara gradelor Celsius, Réaumur, Fahrenheit și Kelvin.

Suprafața

1 ha (hectar) = 1000 a (ari) = 10^6 m².
1 a (ar) = 100 m² = 10^2 m².
1 m² (metru patrat) = 100 dm².
1 dm² (decimetru patrat) = 100 cm² = 0,01 m².
1 cm² (centimetru patrat) = 100 mm² = 10^{-4} m².
1 mm² (milimetru patrat) = 0,01 cm² = 10^{-6} m².

Volumul

1 m³ (metru cub) = 1000 dm³.
1 dm³ (decimetru cub) = 1000 cm³ = 10^{-3} m³.
1 cm³ (centimetru cub) = 1000 mm³ = 10^{-6} m³.
1 mm³ (milimetru cub) = 0,001 cm³ = 10^{-9} m³.
1 l (litru) = 1 dm³ = 1000 cm³.

Temperatura

Numărul de grade ale scării centigrade (°C) = 5/4 °R = = 5/9 (°F—32) = °K—273.
Numărul gradelor Réaumur (°R) = 4/5 °C = 4/9 (°F—32) = = 4/5 °K—218,4.
Numărul gradelor Fahrenheit (°F) = 9/5 °C+32 = 9/4 °R+32 = = 9/5 °K+459,5.
Numărul gradelor Kelvin (°K) = temperatura absolută = = °C+273 = 5/4 °R+273 = 5/9 °F+255,2.
Zero absolut = 0 °K = —273,2 °C.
Comparația între scara gradelor Celsius, Réaumur, Fahrenheit și Kelvin este dată în fig. 1-2.

Timpul

1 zi și noapte = 24 ore = 86 400 s.
1 oră = 60 min = 3600 s.
1 min (minut) = 1/1440 din 24 ore = 60 s.
1 s (secundă) = 1000 ms.
1 ms (milisecundă) = 1000 μs = 10^{-3} s.
1 μs (microsecundă) = 0,001 ms = 10^{-6} s.

Presiunea

1 at (atmosferă tehnică) = 1 kg/cm² = 735,66 mm coloană de mercur.
1 mm col. Hg (un milimetru coloană de mercur) = 1,36 g/cm².
Presiunea atmosferică = 760 mm coloană de mercur = = 1,033 kg/cm².

Curentul

1 kA (kiloamper) = 1000 A = 10^3 A.
1 A (amper) = 1000 mA.
1 mA (miliamper) = 1000 μA = 10^{-3} A.
1 μA (microamper) = 0,001 mA = 10^{-6} A.

Tensiunea și f.e.m.

1 kV (kilovolt) = 1000 V = 10^3 V.
1 V (volt) = 1000 mV.
1 mV (milivolt) = 1000 μV = 10^{-3} V.
1 μV (microvolt) = 0,001 mV = 10^{-6} V.

Rezistența

1 MΩ (megohm) = 1000 kΩ = 10^6 Ω.
1 kΩ (kiloohm) = 1000 Ω = 10^3 Ω.
1 Ω (ohm) = 0,001 kΩ.

Puterea

1 kW (kilowatt) = 1000 W = 10^3 W.
1 W (watt) = 1000 mW.
1 mW (miliwatt) = 1000 μW = 10^{-3} W.
1 μM (microwatt) = 0,001 mW = 10^{-6} W.
1 W = 1 J (joule) pe s(secundă) = 10^7 ergi pe s(secundă).
1 kW = 102 kg/m pe s(secundă) = 1,36 C.P. (cai putere).

Lucrul mecanic și energia

1 kWh (kilowattoră) = 10 hWh.
1 hWh (hectowattoră) = 100 Wh.
1 Wh (wattoră) = 3600 Ws (wattsecundă).
1 J (joule) = 1 Ws.
1 erg = 10^{-7} Ws.
1 kgm (kilogrammetru) = 9,81 Ws.
1 kcal (kilocalorie) = 1,16 Wh.

Capacitatea

1 F (farad) = 10^6 μF.
1 μF (microfarad) = 10^6 pF = 10^{-6} F.
1 pF (picofarad) = 10^{-6} μF = 10^{-12} F = 0,9 cm.
1 cm (centimetru) = 1,11 pF = 1,11 · 10^{-6} μF = 1,11 · 10^{-12} F.

Inductanța

1 H (henry) = 1000 mH.
1 mH (milihenry) = 1000 μH = 10^{-3} H.
1 μH (microhenry) = 10^{-3} mH = 10^{-6} H = 1000 cm.
1 cm (centimetru) = 10^{-3} μH = 10^{-6} mH = 10^{-9} H.

Frecvența

1 MHz (megaherz) = 1000 kHz = 10^6 Hz.
1 kHz (kiloherz) = 1000 Hz = 10^3 Hz.
1 Hz (herz) = 10^{-3} kHz = 10^{-6} MHz.

MATEMATICA

2-1. CITEVA SEMNE ȘI SIMBOLURI MATEMATICE

— ; ... de la pînă la
$\neq$ inegalitate
$\approx$ aproximativ egal
$<$ mai mic decît
$>$ mai mare decît
$\leqslant$ mai mic sau egal
$\geqslant$ mai mare sau egal
$\ll$ mult mai mic
$\gg$ mult mai mare
$\rightarrow$ tinde spre ...
π pi (raportul dintre lungimea cercului și diametrul lui)
° grad
′ minut
″ secundă
Σ sumă
$\sqrt{\ }$ radical din ...
d diferențială
$\int$ integrală
| | mărime absolută
Δ delta (o variație mică)
$\overset{\frown}{AB}$ arcul AB
lim limită
∞ infinit
log logaritm (în orice bază)
lg logaritm zecimal
ln logaritm natural
sin sinus
cos cosinus
tg tangentă
ctg cotangentă
arc arc de cerc, unghi
e baza logaritmilor naturali.

Valori importante ale lui π

π=3,14 (3,14159 ...)
2π=6,28 (6,2832 ...)
π^2=9,87 (9,8696 ...)
π^3=31 (31,0063 ...)
lg π=0,5 (0,49715 ...)
$\pi/2$=1,57 (1,5708 ...)
$\pi/3$=1,05 (1,0472 ...)
$\pi/4$=0,78 (0,7854 ...)
$\sqrt{\pi}$=1,77 (1,7724 ...)
$\sqrt[3]{\pi}$=1,46 (1,4645 ...)

2-2. VALORILE MEDII

Media aritmetică a n mărimi$=\dfrac{a_1+a_2+a_3+\ldots+a_n}{n}$.

Media aritmetică a două mărimi$=\dfrac{a_1+a_2}{2}$.

Media geometrică a n mărimi$=\sqrt[n]{a_1a_2a_3\ldots a_n}$.

Media geometrică a două mărimi$=\sqrt{a_1a_2}$.

2-3. PUTERILE ȘI RADĂCINILE

	Exemple
$a^n=\overbrace{aa\ldots a}^{n \text{ ori}}$	$5^3=5\cdot5\cdot5=125$
$10^n=\overbrace{10\cdot10\cdot10\ldots10}^{n \text{ ori}}=$ $=\overbrace{1000\ldots0}^{n \text{ zerouri}};$	$10^5=10\cdot10\cdot10\cdot10\cdot10=$ $=100\,000$
$a^1=a$	$5^1=5$
$a^0=1$	$20^0=1$
$a^{-n}=\dfrac{1}{a^n}$	$5^{-2}=\dfrac{1}{5^2}=0{,}04$
$a^{1/n}=\sqrt[n]{a}$	$27^{1/3}=\sqrt[3]{27}=3$
$a^{m/n}=\sqrt[n]{a^m}$	$4^{3/2}=\sqrt{4^3}=8$

Operațiuni cu puteri și radicali

	Exemple
$(abc\ldots)^n=a^nb^nc^n\ldots$	$(2\cdot4\cdot5)^2=2^2\cdot4^2\cdot5^2=1600$
$\left(\dfrac{a}{b}\right)^n=\dfrac{a^n}{b^n}$	$\left(\dfrac{2}{4}\right)^3=\dfrac{2^3}{4^3}=0{,}125$
$a^nb^nc^n\ldots=(abc\ldots)^n$	$2^3\cdot3^3\cdot4^3=(2\cdot3\cdot4)^3=13\,824$
$\dfrac{a^n}{b^n}=\left(\dfrac{a}{b}\right)^n$	$\dfrac{4^2}{2^2}=\left(\dfrac{4}{2}\right)^2=4$
$a^ma^n=a^{m+n}$	$3^2\cdot3^3=3^{2+3}=3^5=243$
$\dfrac{a^m}{a^n}=a^{m-n}$	$\dfrac{10^4}{10^2}=10^{4-2}=10^2=100$
$(a^m)^n=a^{mn}$	$(2^2)^3=2^{2\cdot3}=2^6=64$
$\sqrt[n]{abc}=\sqrt[n]{a}\sqrt[n]{b}\sqrt[n]{c}$	$\sqrt{4\cdot9\cdot25}=\sqrt{4}\cdot\sqrt{9}\cdot\sqrt{25}=30$
$\sqrt[n]{\dfrac{a}{b}}=\dfrac{\sqrt[n]{a}}{\sqrt[n]{b}}$	$\sqrt[3]{\dfrac{8}{27}}=\dfrac{\sqrt[3]{8}}{\sqrt[3]{27}}=\dfrac{2}{3}$

$$\frac{\sqrt[n]{a}}{\sqrt[n]{b}} = \sqrt[n]{\frac{a}{b}} \qquad \frac{\sqrt{16}}{\sqrt{25}} = \sqrt{\frac{16}{25}} = \frac{4}{5}$$

$$(\sqrt[n]{a})^m = \sqrt[n]{a^m} \qquad (\sqrt{25})^3 = \sqrt{25^3} = 125$$

2-4. FORMULE REDUSE ALE ÎNMULŢIRILOR

$$(a+b)^2=a^2+2ab+b^2\,; \quad (a-b)^2=a^2-2ab+b^2\,;$$

$$(a+b)^3=a^3+3a^2b+3ab^2+b^3\,;$$

$$(a-b)^3=a^3-3a^2b+3ab^2-b^3\,;$$

$$a^2-b^2=(a+b)(a-b);$$

$$a^3+b^3=(a+b)(a^2-ab+b^2);$$

$$a^3-b^3=(a-b)(a^2+ab+b^2).$$

2-5. LOGARITMI

Logaritmul numărului x în baza A, adică $\log_A x$ este puterea n la care trebuie ridicată baza A pentru a se obţine numărul x:

$$x=A^n;\ \log_A x=n.$$

Exemplu. $25=5^2$; $\log_5 25=2$.

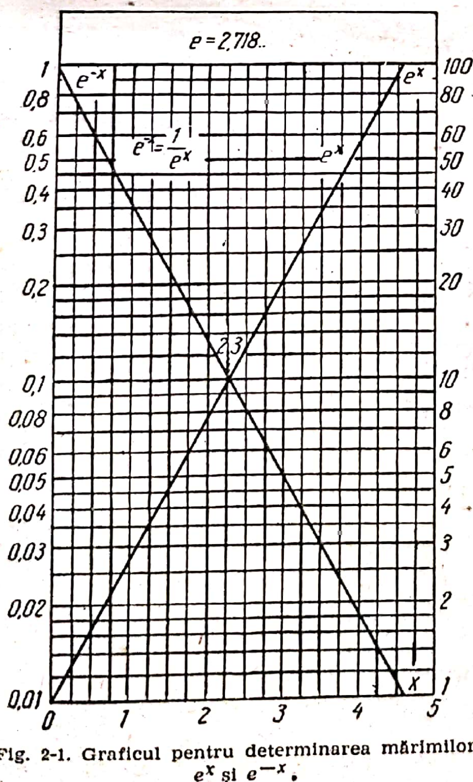


Fig. 2-1. Graficul pentru determinarea mărimilor e^x şi e^{-x}.

Logaritmul natural (se notează cu $\ln x$) este logaritmul numărului x în baza $e=2{,}718$*...:

$$x=e^n\,; \quad \ln x=n.$$

Exemplu. $4{,}5=e^{1,5}$; $\ln 4{,}5=1{,}5$.

Pentru determinarea mărimilor e^x şi e^{-x} se dă graficul din fig. 2-1.

Logaritmul zecimal ($\log x$ se notează $\lg x$) este logaritmul numărului x în baza 10;

$$x=10^n\,; \quad \lg x=n.$$

Exemplu. $x=10^3$; $\lg x=3$.

Logaritmul este format dintr-o parte întreagă numită c a r a c t e r i s t i c ă şi o parte zecimală numită m a n t i s ă.

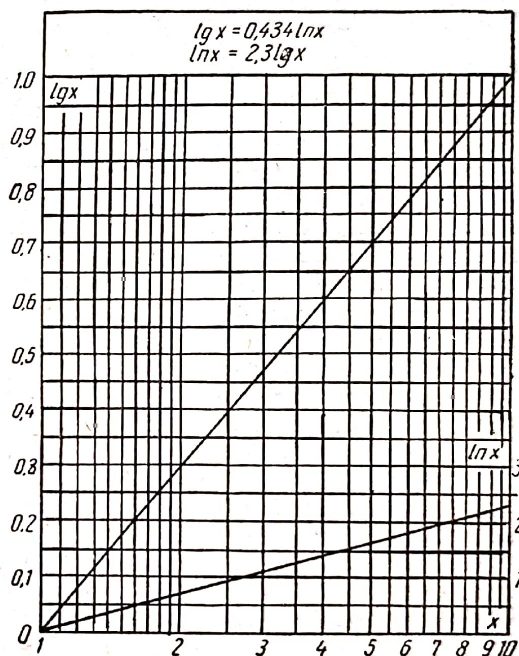


Fig. 2-2. Graficul pentru determinarea logaritmului numerelor.

C a r a c t e r i s t i c a logaritmului zecimal se exprimă printr-o cifră mai mică cu o unitate decît numărul cifrelor din partea întreagă a numărului.

Caracteristica unui număr mai mic decît 1 este negativă; numărul de unităţi, din care este formată, este egal cu numărul zerourilor din stînga primei cifre diferite de zero, inclusiv „zeroul întregilor" (de exemplu $\lg 0{,}45=\bar{1}{,}65$; $\lg 0{,}045=\bar{2}{,}65$).

Pentru logaritmii naturali caracteristica se înmulţeşte cu coeficientul $n=2{,}3$.

M a n t i s a se citeşte din grafic (fig. 2-2) sau se caută în tabele speciale.

* Numărul $e=2{,}718$... se întîlneşte adesea în radiotehnică în expresiile pentru atenuarea, încărcarea şi descărcarea condensatorului, curenţii de scurtcircuitare şi deconectare din bobine, încălzire şi răcire, curentul de emisie etc.

Logaritmarea permite simplificarea operațiunilor matematice. Pentru aceasta numerele sînt înlocuite prin logaritmii lor, recurgîndu-se apoi la adunare în locul înmulțirii, la scădere în locul împărțirii, la înmulțire în locul ridicării la putere și la scădere în locul extragerii rădăcinii :

$\lg ab = \lg a + \lg b$ $\qquad \lg 5 \cdot 8 = \lg 5 + \lg 8$

$\lg \frac{a}{b} = \lg a - \lg b$ $\qquad \lg \frac{3}{5} = \lg 3 - \lg 5$

$\lg a^n = n \lg a$ $\qquad \lg 6^3 = 3 \lg 6$

$\lg \frac{1}{a^n} = \lg a^{-n} = -n \lg a$ $\qquad \lg \frac{1}{4^3} = -3 \lg 4$

$\lg \sqrt{a} = \lg a^{1/2} = \frac{1}{2} \lg a$ $\qquad \lg \sqrt{7} = \frac{1}{2} \lg 7$

$\lg \sqrt[n]{a^m} = \lg a^{m/n} = \frac{m}{n} \lg a$ $\qquad \lg \sqrt[3]{8^2} = \frac{2}{3} \lg 8.$

Pentru obținerea rezultatelor calculelor efectuate după logaritmare se face operațiunea inversă, adică determinarea numărului după logaritmul obținut.

Logaritmii cu caracteristica negativă și cu mantisa pozitivă pot fi transformați într-un număr negativ și invers. Pentru aceasta cifra care exprimă caracteristica trebuie, în primul caz, micșorată, iar în al doilea caz, mărită cu o unitate. In ambele cazuri mantisa este scăzută din 1. De exemplu : $\overline{2},5105 = -1,4895$ sau $-6,1698 = \overline{7},8302$.

Exemplul 1. $\lg 4,5 = 0,65$ (logaritmii numerelor de la 1 pînă la 10 se citesc direct din grafic).

Exemplul 2. $\lg 5250 = ?$

Caracteristica (prin definiție) este 3, iar mantisa (după grafic pentru $x = 5,25) \approx 0,73$. De aici $\lg 5250 = 3 + 0,73 = 3,73$.

Exemplul 3. $\ln 4,5 = 1,5$ (direct din grafic).

Exemplul 4. $\ln 5250 = ?$

Caracteristica (prin definiție) $= 3n$, iar mantisa (după grafic pentru $x = 5,25) \approx 1,7$.

De aici $\ln 5250 = 3n + 1,7 = 3 \cdot 2,3 + 1,7 = 8,6$.

Exemplul 5. $x = 5250 \cdot 4,5$.

Prin urmare, $\lg x = \lg 5250 + \lg 4,5 = 3,73 + 0,65 = 4,38$.

De aici, folosind graficul pentru $\lg x = 0,38$, găsim valoarea $x = 2,4$.

Deoarece caracteristica este egală cu 4, numărul căutat va fi format din 5 cifre. Prin urmare, $x \approx 24\,000$.

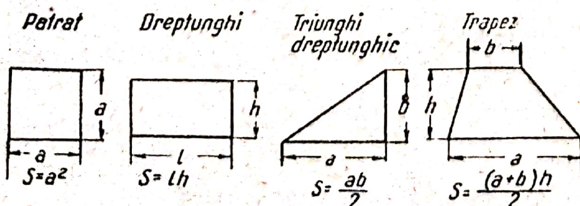
Exemplul 6.

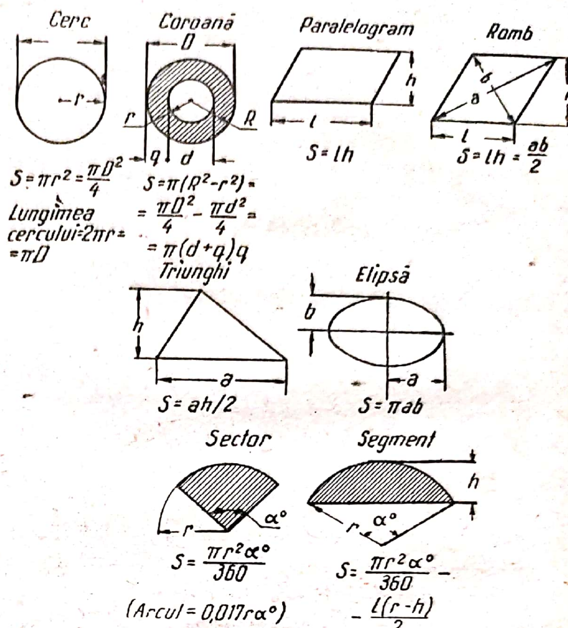
$$x = \frac{250}{0,05};$$

$\lg x = \lg 250 - \lg 0,05 = 2,4 - \overline{2},7 = 2,4 - (-2) - 0,7 = 3,7$.

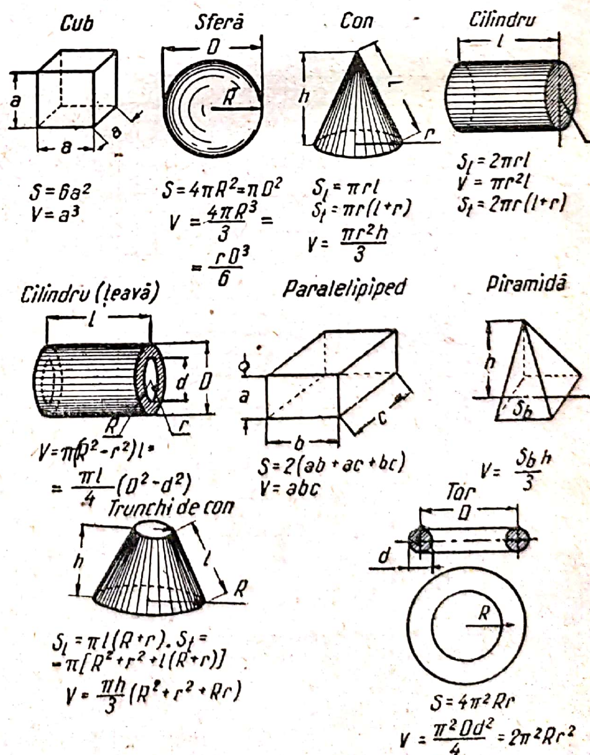
Prin urmare, $x = 5000$.

2-6. SUPRAFEȚELE (S) ALE FIGURILOR





2-7. SUPRAFEȚELE (S) ȘI VOLUMUL (V)



2-8. MĂSURAREA UNGHIURILOR

Unghiurile se exprimă în grade sau în arce de cerc.

Măsurarea în grade. Ca unitate de măsură servește gradul (°), adică a 90-a parte dintr-un unghi drept. În conformitate cu aceasta, un cerc complet are 360°.

1°=60′ (minute); 1′=60″ (secunde); unghiul drept are 90°.

Măsurarea în arce de cerc. Ca unitate de măsură servește radianul care este unghiul ce cuprinde un arc de cerc de lungimea razei. La măsurarea în grade 1 radian= $=\frac{360}{2\pi}=57°17'44{,}8''$.

Unghiul în radiani este exprimat printr-un număr abstract, egal cu raportul dintre unghiul respectiv și radian (adică arată cîți radiani conține unghiul respectiv).

TRANSFORMAREA GRADELOR ÎN RADIANI

Unghiul α în radiani este egal cu numărul 0,0175 înmulțit cu unghiul în grade (de exemplu unghiul $\alpha=20°$, exprimat în radiani, este egal cu $0{,}0175\cdot 20=0{,}35$).

Unghiul α în grade este egal cu numărul 57, înmulțit cu unghiul în radiani (de exemplu, unghiul $\alpha=1{,}5$ rad., exprimat în grade este egal cu $57\cdot 1{,}5=85{,}5°$).

Unghiurile cele mai uzuale

în grade	în radiani
1°	0,0175
57,3°	1
90°	$\pi/2$ sau 1,57
180°	π sau 3,14
270°	$3\pi/2$ sau 4,71
360°	2π sau 6,28

2-9. FUNCȚIILE TRIGONOMETRICE ALE UNGHIULUI

Principalele funcții trigonometrice sînt: sinus (sin); cosinus (cos); tangenta (tg); cotangenta (ctg).

Pentru unghiul ascuțit.

$\frac{a}{c}=\sin\alpha$; $\frac{b}{c}=\cos\alpha$;

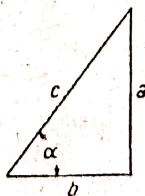
$\frac{a}{b}=\mathrm{tg}\,\alpha$; $\frac{b}{a}=\mathrm{ctg}\,\alpha$;

$\sin\alpha=\cos(90-\alpha)$;

$\cos\alpha=\sin(90-\alpha)$;

$\mathrm{tg}\,\alpha=\mathrm{ctg}(90-\alpha)$;

$\mathrm{ctg}\,\alpha=\mathrm{tg}\,(90-\alpha)$.



Valorile funcțiilor trigonometrice pentru unghiurile cele mai uzuale

Unghiul α	sin	cos	tg	ctg
0°	0	1	0	∞
30°	0.5	$\frac{\sqrt{3}}{2}\approx 0{,}866$	$\frac{\sqrt{3}}{3}\approx 0.577$	$\sqrt{3}\approx 1{,}732$
45°	$\frac{\sqrt{2}}{2}\approx 0{,}707$	$\frac{\sqrt{2}}{2}\approx 0{,}707$	1	1
60°	$\frac{\sqrt{3}}{2}\approx 0{,}866$	0,5	$\sqrt{3}\approx 1{,}732$	$\frac{\sqrt{3}}{3}\approx 0{,}577$
90°	1	0	∞	0

Valorile funcțiilor trigonometrice pentru unghiurile de la 0 la 90°

Graficul pentru determinarea funcțiilor trigonometrice este reprezentat în fig. 2-3.

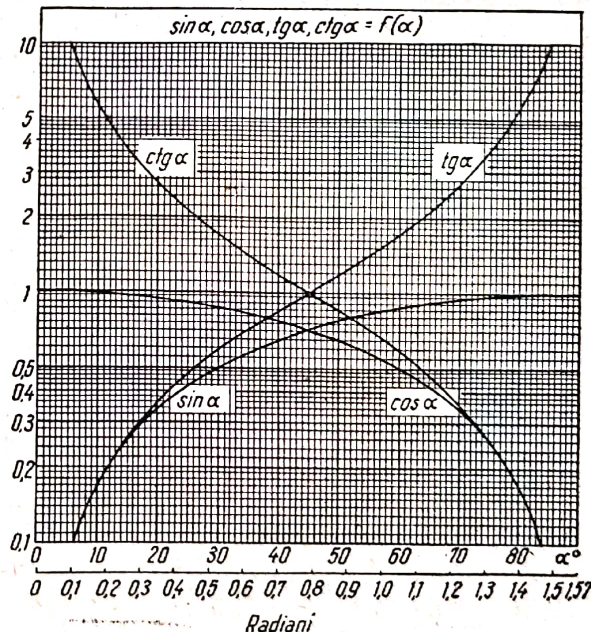


Fig. 2-3. Graficul pentru determinarea funcțiilor trigonometrice.

Dacă unghiul este cuprins între 90 și 360°, atunci funcțiile lui trigonometrice se determină în felul următor: se găsește diferența dintre unghiul dat și unghiul cel mai apropiat de el, 180 sau 360°, iar apoi se calculează funcția necesară pentru această diferență; în fața rezultatului se pune semnul + sau — (după tabelă).

Funcția	Mărimea unghiului		
	90—180°	180—270°	270—360°
sin	+	—	—
cos	—	—	+
tg	—	+	—
ctg	—	+	—

Modul de variație a funcțiilor trigonometrice ale unghiului este arătat în fig. 2-4.

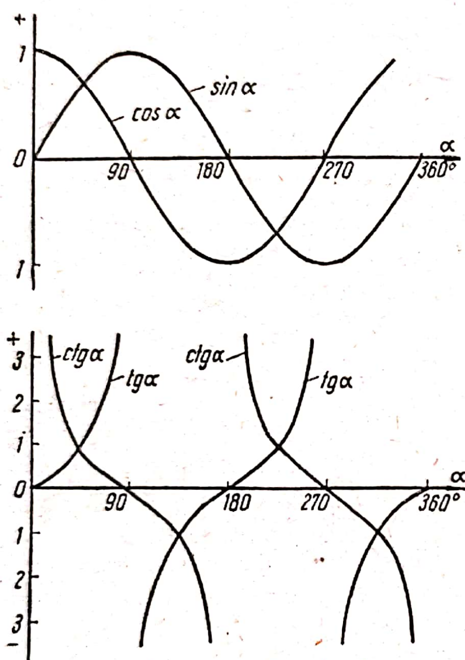


Fig. 2-4. Variația funcțiilor trigonometrice ale unghiului.

Exemple. $\sin 300° = -\sin 60°$ (deoarece $360° - 300° = 60°$);

$\cos 145° = -\cos 35°$ (deoarece $180° - 145° = 35°$);

$\operatorname{tg} 230° = +\operatorname{tg} 50°$ (deoarece $230° - 180° = 50°$).

Pentru unghiurile mici (pînă la 10°) valoarea lungimii arcului (adică unghiul în radiani) și mărimile sinusului și tangentei sînt practic egale și variază direct proporțional cu unghiul:

$$\alpha\ (\text{radiani}) \approx \sin\alpha \approx \operatorname{tg}\alpha$$

α°	1	2	3	4	...	10
α radiani . .	0,0175	0,035	0,052	0,07	...	0,175
sin α	0,0175	0,035	0,052	0,07	...	0,174
tg α	0,0175	0,035	0,052	0,07	...	0,176

Unghiul de 1′, în radiani, este aproximativ egal cu 0,0003.

Valorile cîtorva funcții trigonometrice întîlnite în calculele radiotehnice

$$\cos(\alpha+\beta) = \cos\alpha\cos\beta - \sin\alpha\sin\beta;$$

$$\sin(\alpha+\beta) = \sin\alpha\cos\beta + \cos\alpha\sin\beta;$$

$$\cos\alpha\cos\beta - \frac{1}{2}[\cos(\alpha-\beta)+\cos(\alpha+\beta)];$$

$$\sin\alpha\sin\beta = \frac{1}{2}[\cos(\alpha-\beta)-\cos(\alpha+\beta)];$$

$$\cos^2\alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\alpha; \quad \sin^2\alpha = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 2\alpha;$$

$$\cos^3\alpha = \frac{3}{4}\cos\alpha + \frac{1}{4}\cos 3\alpha;$$

$$\sin^3\alpha = \frac{3}{4}\sin\alpha - \frac{1}{4}\sin 3\alpha;$$

$$\cos^2\alpha + \sin^2\alpha = 1.$$

2-10. REGULI DE BAZĂ ALE CALCULULUI APROXIMATIV

1. Dacă numărul aproximativ conține zecimale, atunci el trebuie rotunjit. La rotunjire se păstrează numai zecimala dorită, iar cele de prisos se neglijează; dacă prima cifră neglijată este mai mare decît 4, atunci ultima cifră păstrată se majorează cu o unitate. Dacă partea neglijată este formată numai din cifra 5, atunci rotunjirea se face, astfel încît ultima cifră rămasă să fie pară.

Exemple. $73{,}54 \approx 73{,}5$; $73{,}55 \approx 73{,}6$; $0{,}7345 \approx 0{,}734$; $99{,}96 \approx 100{,}0$; $73542 \approx 735 \cdot 10^2$.

2. La adunarea și scăderea numerelor aproximative la rezultat se păstrează numărul cel mai mic de zecimale din termeni.

Exemplu. $274{,}1 + 87{,}43 \approx 361{,}5$.

3. La înmulțire și împărțire la rezultat se păstrează numărul de zecimale pe care l-a avut numărul aproximativ cu cele mai puține zecimale (fără zerouri).

Exemple. $3{,}2 \cdot 12{,}56 = 40{,}192 \approx 40{,}2$

$$\frac{243{,}25}{11{,}2} \approx 21{,}7.$$

4. La ridicarea la patrat și la cub la rezultat trebuie păstrat numărul de zecimale al numărului aproximativ ridicat la putere.

Exemplu. $3{,}14^2 = 9{,}8696 \approx 9{,}87$.

5. La extragerea rădăcinii patrate sau cubice rezultatul trebuie să fie format din atîtea cifre cîte are numărul de sub radical.

Exemplu. $\sqrt{31} = 5{,}4772 \approx 5{,}5$.

6. Dacă unele numere aproximative au mai multe zecimale decît altele (termeni sau factori), atunci ele trebuie să fie în prealabil rotunjite, păstrîndu-se numai o zecimală în plus față de numărul cu cele mai puține zecimale.

Exemple. $103{,}7 - 21{,}3385 \approx 103{,}7 - 21{,}34 \approx 82{,}4$; $1{,}2 \cdot 37{,}82 \cdot 27{,}425 \approx 1{,}2 \cdot 37{,}8 \cdot 27{,}4 \approx 1{,}2 \cdot 10^3$;

$$\frac{4{,}3}{0{,}63452} \approx \frac{4{,}3}{0{,}63} \approx 6{,}8.$$

7. Dacă calculele urmează a fi efectuate cu funcţii de mărimi mici de tipul $1 \pm \alpha$ sau $A \pm \beta$, unde $\alpha \ll 1$ şi $\beta \ll A$, atunci calculele pot fi simplificate mult folosind formulele aproximative din tabela următoare.

Numărul formulei	Funcţia	Formula aproximativă
1	$(1\pm\alpha)^n$	$1\pm n\alpha$
2	$\frac{1}{1\pm\alpha}$	$1\mp\alpha$
3	$\frac{1}{(1\pm\alpha)^n}$	$1\mp n\alpha$
4	$\sqrt[n]{1\pm\alpha}$	$1\pm\frac{1}{n}\alpha$
5	$\frac{1}{\sqrt[n]{1\pm\alpha}}$	$1\mp\frac{1}{n}\alpha$
6	$e^{\pm\alpha}$	$1\pm\alpha$
7	$a^{\pm\alpha}$	$1\pm\alpha\ln a$
8	$\ln(1\pm\alpha)$	$\pm\alpha$
9	$\lg(1\pm\alpha)$	$\pm 0{,}43\alpha$

Expresiile de tipul $A\pm\beta$ pot fi scrise sub forma $A\left(1\pm\frac{\beta}{A}\right)$, folosindu-se apoi formulele pentru funcţiile de forma $1\pm\alpha$, considerînd că $\alpha=\frac{\beta}{A}$.

Exemple din practica radiotehnicii

Cu cît la sută va varia inductanţa bobinei dacă numărul de spire variază cu 2% ?

Inductanţa este proporţională cu patratul numărului de spire, adică $L=kn^2$, unde k este un coeficient constant, iar n este numărul de spire. Prin urmare, cînd n variază cu Δn, atunci obţinem:

$$L\pm\Delta L=k(n\pm\Delta n)^2=kn^2\left(1+\frac{\Delta n}{n}\right)^2=L\left(1+\frac{\Delta n}{n}\right)^2.$$

Presupunînd $\frac{\Delta n}{n}=\alpha$, conform formulei (1) putem scrie:

$$L\pm\Delta L=L(1\pm\alpha)^2\approx L\left(1+\frac{1}{2}\alpha\right).$$

In cazul considerat $\frac{\Delta n}{n}=\alpha+0{,}02$, prin urmare,

$$L+\Delta L=L\left(1+\frac{1}{2}0{,}02\right)=L(1+0{,}01),$$

adică la variaţia numărului de spire cu 2% inductanţa variază cu 1%.

2. Cum va varia frecvenţa de rezonanţă a circuitului în urma variaţiei capacităţii cu 1% ?

In cazul în care inductanţa rămîne invariabilă, frecvenţa este proporţională cu rădăcina patrată a capacităţii, adică $f=k\sqrt{C}$, unde k este un coeficient constant. Cînd C variază cu ΔC, obţinem:

$$f\pm\Delta f=k\sqrt{C\pm\Delta C}=k\sqrt{C}\sqrt{1+\frac{\Delta C}{C}}=f\sqrt{1+\frac{\Delta C}{C}}.$$

Notînd $\frac{\Delta C}{C}=\alpha$, obţinem:

$$f\pm\Delta f=f\sqrt{1\pm\alpha}\approx f(1\pm\alpha) \quad \text{[după formula (4)]}$$

Prin urmare, în cazul considerat

$$f\pm\Delta f=f\sqrt{1\pm0{,}01}=f\left(1\pm\frac{1}{2}\cdot0{,}01\right)=f(1\pm0{,}005),$$

adică la o variaţie a capacităţii de 1%, frecvenţa circuitului va varia cu 0,5%.

Concluzie. Variaţia frecvenţei, în procente, este de două ori mai mică decît variaţia inductanţei sau a capacităţii, exprimate în procente.

2-11. RIGLA LOGARITMICĂ

Rigla logaritmică, a cărei structură se bazează pe folosirea proprietăţilor logaritmilor, permite să se efectueze calculele rapid, cu o precizie pînă la trei zecimale, suficientă pentru majoritatea calculelor radiotehnice.

Calculele cele mai simple ce pot fi efectuate cu ajutorul ei sînt înmulţirea şi împărţirea.

Inmulţirea. Să se înmulţească 2 cu 3.

Deplasăm rigleta astfel încît cifra 1 de pe rigletă să vină în dreptul cifrei 2 de pe scara de jos a riglei; atunci în dreptul cifrei 3 de pe scara rigletei citim pe scara de jos a riglei, răspunsul: 6 (fig. 2-5).

Pentru numerele cu mai multe cifre ordinea efectuării operaţiei este aceeaşi.

Dacă la înmulţire rigleta se deplasează spre dreapta, atunci numărul cifrelor din partea întreagă a produsului este egal cu suma cifrelor termenilor înmulţirii minus unu. De exemplu $20\cdot40=800$ (atît deînmulţitul, cît şi înmulţitorul au cîte două cifre, suma cifrelor este patru, prin urmare produsul va fi un număr format din trei cifre).

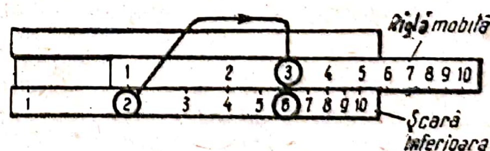


Fig. 2-5. Inmulţirea.

Dacă rigleta se deplasează spre stînga, atunci numărul cifrelor din care este format produsul este egal cu suma cifrelor celor doi termeni ai înmulţirii ($30\times4=120$).

Impărţirea. Să se împartă 6 la 3.

Deplasăm rigleta astfel, incît cifra 3 de pe scara rigletei să se plaseze în dreptul cifrei 6 de pe scara de jos a riglei; atunci în dreptul cifrei 1 de pe scara rigletei se va citi rezultatul înscris pe scara inferioară a riglei: 2 (fig. 2-6).

Pentru numerele formate din mai multe cifre procedeul este acelaşi. Dacă la împărţire rigleta se deplasează spre dreapta, atunci numărul cifrelor din partea întreagă a cîtului este egal cu diferenţa dintre numărul cifrelor deîmpărţitului şi împărţitorului plus unu (80 : 4=20).

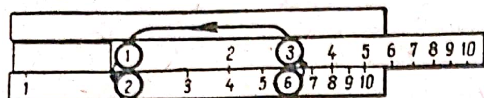


Fig. 2-6. Împărţirea.

Dacă rigleta se deplasează spre stînga, atunci numărul cifrelor cîtului este egal cu diferenţa dintre numărul cifrelor din care este format deîmpărţitul şi împărţitorul (40 : 5=8).

În practică, la efectuarea calculelor cu ajutorul riglei răspunsul se calculează cu aproximaţie în minte şi, în felul acesta, se determină numărul cifrelor din care este format produsul sau cîtul.

Ridicarea la patrat. Să se ridice 2 la patrat.

Aşezăm firul marcator al cursorului în dreptul cifrei 2 înscrisă pe scara de jos a riglei; atunci rezultatul se va citi pe scara de sus a riglei (fig. 2-7).

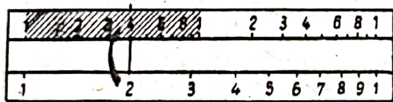


Fig. 2-7. Ridicarea la patrat.

Dacă patratul numărului se găseşte în jumătatea dreaptă a scării de sus, atunci numărul cifrelor din partea lui întreagă este egal cu numărul dublat al cifrelor numărului care a fost ridicat la patrat. Dacă rezultatul este citit în jumătatea din stînga a scării (haşurată în desen), atunci numărul cifrelor părţii sale întregi este egal cu dublul cifrelor numărului ridicat la patrat, minus unu (de exemplu $2^2=4$; $7^2=49$). În practică şi în acest caz calculul este efectuat, cu aproximaţie, în minte.

Extragerea rădăcinii patrate. Să se extragă rădăcina patrată din 4.

Firul marcator al cursorului se aşază în dreptul cifrei 4 în jumătatea stîngă a scării de sus a riglei; atunci pe scara de jos vom citit rezultatul: 2 (fig. 2-8).

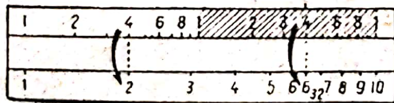


Fig. 2-8. Extragerea rădăcinii patrate.

Dacă firul marcator al cursorului se aşază în dreptul cifrei 4 din partea dreaptă a scării riglei (ceea ce corespunde numerelor cu un număr par de cifre, de exemplu: 40, 4000 etc.), atunci pe scara de jos se va citi răspunsul: 6,32; 63,2; etc.

Pentru a stabili în care din cele două jumătăţi ale scării de sus a riglei (stînga sau dreapta) trebuie căutat numărul de sub radical există următoarea regulă. Numărul de sub radical se împarte în grupuri de cîte două cifre spre stînga virgulei, dacă el este egal sau mai mare decît 1, şi spre dreapta virgulei, dacă el este mai mic decît 1. De exemplu, numărul 2125,03 se împarte în două grupuri în stînga virgulei, adică 21/25,03; respectiv numărul 300 se împarte în 3/00; numărul 0,005 se împarte în două grupuri în dreapta virgulei, adică 0,00/5.

Dacă în ultima grupă din stînga (pentru numerele $\geqslant 1$) sau în cea care urmează după zerouri (pentru numerele < 1) vom avea o singură cifră, atunci trebuie folosită partea stîngă a scării de sus a riglei (aşa cum s-a făcut pentru $\sqrt{4}$), iar dacă sînt două cifre, atunci trebuie folosită partea dreaptă (ca pentru $\sqrt{40}$).

Numărul cifrelor din partea întreagă a numărului căutat pentru numerele $\geqslant 1$ este egal cu numărul tuturor grupelor în care a fost împărţit numărul de sub radical, inclusiv cele incomplete. Pentru numerele mai mici decît 1, numărul zerourilor care vor urma după virgulă este egal cu numărul grupelor nule din numărul de sub radical; „zeroul întregilor" nu formează un grup.

Exemplul 1. $\sqrt{200}$. Numărul 200 este mai mare decît 1 şi se împarte în două grupe. În ultima grupă din stînga este numai o cifră; prin urmare, trebuie folosită partea stîngă a scării de sus. Răspunsul (pe scara de jos a riglei) este 1414. Deoarece sînt două grupe, rezultatul este 14,14.

Exemplul 2. $\sqrt{0,000002}$. Numărul 0,000002 este mai mic decît 1 şi se împarte în trei grupe. În grupa care urmează după zerouri este o singură cifră diferită de zero; prin urmare, trebuie să fie folosită jumătatea din stînga a scării de sus a riglei. Numărul grupelor formate numai din zerouri este doi. Răspunsul: 0,001414.

2-12. SCARA LOGARITMICĂ

În practica radiotehnicii se construiesc adesea diferite grafice (de exemplu caracteristicile de frecvenţă) folosindu-se scara logaritmică, ceea ce permite să se lărgească

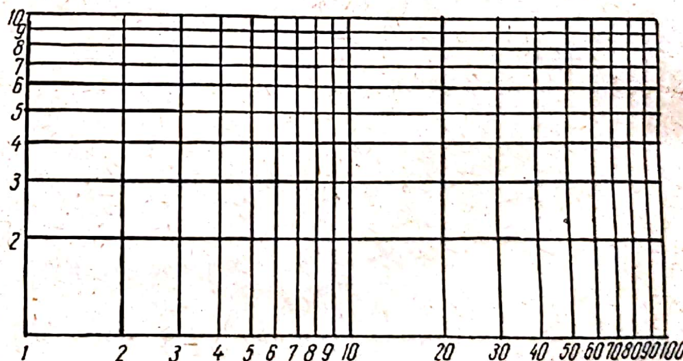


Fig. 2-9. Scara logaritmică.

mult limitele de calcul fără a mări dimensiunile desenului. Pentru aceasta, pe axele graficului nu se notează numerele respective, ci logaritmii lor (fig. 2-9), aşa cum se înscriu ei şi pe scările riglei logaritmice. Dacă pe o axă se ia scara logaritmică, iar pe cealaltă cea obişnuită (liniară), atunci această scară poartă denumirea de semilogaritmică (fig. 2-10).

Scara logaritmică poate fi construită prin două metode.

1. Dacă dimensiunile desenului permit, atunci pe axa respectivă se copiază diviziunile de pe rigla logaritmică.

2. Dacă dimensiunile desenului sînt limitate, atunci se alege o unitate de lungime comodă pentru scara l. Fiecare unitate de acest fel corespunde unei creşteri a numărului de 10 ori, adică dacă se consideră că calculul începe

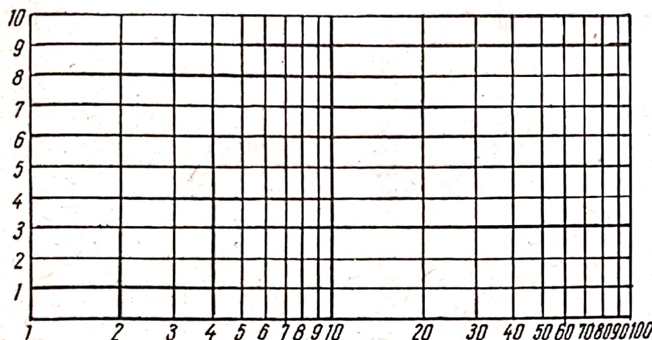


Fig. 2-10. Scara semilogaritmică.

de la 1, atunci capătul unităţii pentru scară va fi egal cu 10. Următoarea unitate de scară începe cu 10 şi se termină cu 100 etc.

Lungimea diviziunilor intermediare între 1 şi 10 se calculează cu ajutorul următorului tabel:

Distanţa de la 1 pînă la 2 este egală cu	$l \cdot 0,3$
„ „ „ 1 „ „ 3 „ „ „	$l \cdot 0,47$
„ „ „ 1 „ „ 4 „ „ „	$l \cdot 0,6$
„ „ „ 1 „ „ 5 „ „ „	$l \cdot 0,7$
„ „ „ 1 „ „ 6 „ „ „	$l \cdot 0,78$
„ „ „ 1 „ „ 7 „ „ „	$l \cdot 0,85$
„ „ „ 1 „ „ 8 „ „ „	$l \cdot 0,9$
„ „ „ 1 „ „ 9 „ „ „	$l \cdot 0,95$

De exemplu pentru l=50 mm obţinem:

Lungimea intervalului 1—2 este egală cu	$50 \cdot 0,3$ =15 mm
„ „ 1—3 „ „ „	$50 \cdot 0,47$=23,5 mm
„ „ 1—4 „ „ „	$50 \cdot 0,6$ =30 mm
„ „ 1—5 „ „ „	$50 \cdot 0,7$ =35 mm
„ „ 1—6 „ „ „	$50 \cdot 0,78$=39 mm
„ „ 1—7 „ „ „	$50 \cdot 0,85$=42,5 mm
„ „ 1—8 „ „ „	$50 \cdot 0,9$ =45 mm
„ „ 1—9 „ „ „	$50 \cdot 0,95$=47,5 mm

2-13. METODA GRAFICĂ DE CALCUL

Calculele de tipul $x=\sqrt{a^2+b^2}$, întîlnite adesea (de exemplu la adunarea rezistenţei ohmice cu reactanţa), pot fi efectuate rapid prin metoda grafică. Pentru aceasta, pe o hîrtie milimetrică se construieşte un triunghi dreptunghic (fig. 2-11), ale cărui catete sînt luate la o anumită scară; atunci ipotenuza dă mărimea căutată a lui x la aceeaşi scară.

Exemplu. Să se determine impedanţa Z a bobinei de şoc cu L=1 H şi r=200 Ω, la frecvenţa de 50 Hz:

$$Z=\sqrt{(\omega L)^2+r^2};$$

$$\omega L=2\pi f L=6,28 \cdot 50 \cdot 1=$$

$$=314 \approx 300\ \Omega;$$

$$Z \approx \sqrt{300^2+200^2} \approx 360\ \Omega.$$

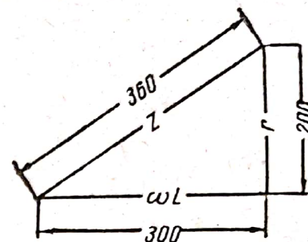


Fig. 2-11. Determinarea grafică a impedanţei.

2-14. DECIBELI

Decibelul este o unitate de măsură logaritmică folosită pentru măsurarea raportului dintre două valori ale unei mărimi oarecare, sau pentru exprimarea amplificării sau atenuării acestei mărimi.

	Amplificarea (sau atenuarea) exprimată numeric	Amplificarea (sau atenuarea) în decibeli
În putere (precum şi în volum şi tărie a sunetului)	de $\frac{P_1}{P_2}$ ori	cu $10 \lg \frac{P_1}{P_2}$ dB
În tensiune (precum şi în presiune acustică)	de $\frac{U_1}{U_2}$ ori	cu $20 \lg \frac{U_1}{U_2}$ dB
În curent	de $\frac{I_1}{I_2}$ ori	cu $20 \lg \frac{I_1}{I_2}$ dB

În radiotehnică, decibelii se folosesc pentru măsurarea amplificării, adică a raportului dintre tensiuni, curenţi sau puteri; în acustică — pentru măsurarea presiunii acustice sau a nivelului de tărie, adică a raportului dintre presiunile sau intensităţile acustice.

Exemplul 1. Amplificarea în tensiune este 100 (adică raportul între tensiuni 100 : 1) în decibeli=20 lg 100= =20 · 2=40 dB.

Exemplul 2. Amplificarea în putere este 1000 (adică raportul între puteri 1000 : 1) în decibeli=10 lg 1000= =10 · 3=30 dB.

Dacă este necesar să se arate că o mărime este mai mică decît alta cu care ea se compară (raportul mai mic decît unitatea), atunci în faţa numărului de decibeli se pune un minus.

Exemplu. Raportul tensiunilor 1 : 10 (atenuarea de 10 ori) în decibeli$=20 \lg \frac{1}{10}=20(-1)=-20$ dB.

Tabela pentru recalcularea raportului tensiunilor, curenților sau puterilor în decibeli

Decibeli	Raportul tensiunilor sau curenților	Raportul puterilor	Decibeli	Raportul tensiunilor sau curenților	Raportul puterilor	Decibeli	Raportul tensiunilor sau curenților	Raportul puterilor
0	1,000	1,000	17	7,08	50,12	43	141,3	19 900
0,1	1,012	1,023	18	7,94	63,10	44	158,5	25 100
0,2	1,023	1,047	19	8,91	79,43	45	177,8	31 600
0,3	1,035	1,072	20	10,00	100,00	46	199,5	39 800
0,4	1,047	1,096	21	11,22	125,9	47	223,9	50 100
0,5	1,059	1,122	22	12,59	158,5	48	251,2	63 100
0,6	1,072	1,148	23	14,13	199,5	49	281,8	79 400
0,7	1,084	1,175	24	15,85	251,2	50	316,2	100 000
0,8	1,096	1,202	25	17,78	316,2	51	354,8	126 000
0,9	1,109	1,230	26	19,95	398,1	52	398,1	158 000
1	1,122	1,259	27	22,39	501,2	53	446,7	199 000
2	1,26	1,58	28	25,12	631,0	54	501,2	251 000
3	1,41	1,99	29	28,18	794,3	55	562,3	316 000
4	1,58	2,51	30	31,62	1 000	56	631,0	399 000
5	1,78	3,16	31	35,48	1 259	57	707,9	501 000
6	1,99	3,98	32	39,81	1 585	58	794,3	631 000
7	2,24	5,01	33	44,67	1 990	59	891,3	794 000
8	2,51	6,31	34	50,12	2 510	60	1 000,0	1000 000
9	2,82	7,94	35	56,23	3 160	70	3 162	10^7
10	3,16	10,00	36	63,10	3 980	80	10 000	10^8
11	3,55	12,59	37	70,79	5 010	90	31 620	10^9
12	3,98	15,85	38	79,43	6 310	100	10^5	10^{10}
13	4,47	19,95	39	89,13	7 940	110	316 200	10^{11}
14	5,01	25,12	40	100,0	10 000	120	10^6	10^{12}
15	5,62	31,62	41	112,2	12 600			
16	6,31	39,81	42	125,9	15 800			

2-15. TABELA MATEMATICĂ

În tabelă sînt date patratele, cuburile, rădăcinile patrate și cubice, mărimile inverse, lungimile cercurilor și suprafețele lor pentru numerele x de la 1 pînă la 100.

Tabela matematică

x	x^2	x^3	$\sqrt{x}$	$\sqrt[3]{x}$	$\frac{1}{x}$	πx	$\frac{\pi x^2}{4}$
0	0	0	0,0000	0,0000	∞	0,00	0,00
1	1	1	1,0000	1,0000	1,00000	3,14	0,79
2	4	8	1,4142	1,2599	0,50000	6,28	3,14
3	9	27	1,7321	1,4422	0,33333	9,42	7,07
4	16	64	2,0000	1,5874	0,25000	12,57	12,57
5	25	125	2,2361	1,7100	0,20000	15,71	19,64
6	36	216	2,4495	1,8171	0,16667	18,85	28,27
7	49	343	2,6458	1,9129	0,14286	21,99	38,48
8	64	512	2,8284	2,0000	0,12500	25,13	50,26
9	81	729	3,0000	2,0801	0,11111	28,27	63,62
10	100	1 000	3,1623	2,1544	0,10000	31,42	78,54
11	121	1 331	3,3166	2,2240	0,09091	34,56	95,03
12	144	1 728	3,4641	2,2894	0,08333	37,70	113,10
13	169	2 197	3,6056	2,3513	0,07692	40,84	132,73
14	196	2 744	3,7417	2,4101	0,07143	43,98	153,94
15	225	3 375	3,8730	2,4662	0,06667	47,12	176,71
16	256	4 096	4,0000	2,5198	0,06250	50,27	201,06
17	289	4 913	4,1231	2,5713	0,05882	53,41	226,98
18	324	5 832	4,2426	2,6207	0,05556	56,55	254,47
19	361	6 859	4,3589	2,6684	0,05263	59,69	283,53
20	400	8 000	4,4721	2,7144	0,05000	62,83	314,16

Tabela matematică (continuare)

x	x^2	x^3	$\sqrt{x}$	$\sqrt[3]{x}$	$\frac{1}{x}$	πx	$\frac{\pi x^2}{4}$
21	441	9 261	4,5826	2,7589	0,04762	65,97	346,36
22	484	10 648	4,6904	2,8020	0,04545	69,12	380,13
23	529	12 167	4,7958	2,8439	0,04348	72,26	415,48
24	576	13 824	4,8990	2,8845	0,04167	75,40	452,39
25	625	15 625	5,0000	2,9240	0,04000	78,54	490,87
26	676	17 576	5,0990	2,9625	0,03846	81,68	530,93
27	729	19 683	5,1962	3,0000	0,03704	84,82	572,56
28	784	21 952	5,2915	3,0366	0,03571	87,96	615,75
29	841	24 389	5,3852	3,0723	0,03448	91,11	660,52
30	900	27 000	5,4772	3,1072	0,03333	94,25	706,86
31	961	29 791	5,5678	3,1414	0,03226	97,39	754,77
32	1 024	32 768	5,6569	3,1748	0,03125	100,5	804,25
33	1 089	35 937	5,7446	3,2075	0,03030	103,7	855,30
34	1 156	39 304	5,8310	3,2396	0,02941	106,8	907,92
35	1 225	42 875	5,9161	3,2711	0,02857	110,0	962,11
36	1 296	46 656	6,0000	3,3019	0,02778	113,1	1017,9
37	1 369	50 653	6,0828	3,3322	0,02703	116,2	1075,2
38	1 444	54 872	6,1644	3,3620	0,02632	119,4	1134,1
39	1 521	59 319	6,2450	3,3912	0,02564	122,5	1194,6
40	1 600	64 000	6,3246	3,4200	0,02500	125,7	1256,6
41	1 681	68 921	6,4031	3,4482	0,02439	128,8	1320,3
42	1 764	74 088	6,4807	3,4760	0,02381	131,9	1385,4
43	1 849	79 507	6,5574	3,5034	0,02326	135,1	1452,2
44	1 936	85 184	6,6332	3,5303	0,02273	138,2	1520,5
45	2 025	91 125	6,7082	3,5569	0,02222	141,4	1590,4
46	2 116	97 336	6,7823	3,5830	0,02174	144,5	1661,9
47	2 209	103 823	6,8557	3,6088	0,02128	147,7	1734,9
48	2 304	110 592	6,9282	3,6342	0,02083	150,8	1809,6
49	2 401	117 649	7,0000	3,6593	0,02041	153,9	1885,7
50	2 500	125 000	7,0711	3,6840	0,02000	157,1	1963,5
51	2 601	132 651	7,1414	3,7084	0,01961	160,2	2042,8
52	2 704	140 608	7,2111	3,7325	0,01923	163,4	2123,7
53	2 809	148 877	7,2801	3,7563	0,01887	166,5	2206,2
54	2 916	157 464	7,3485	3,7798	0,01852	169,6	2290,2
55	3 025	166 375	7,4162	3,8030	0,01818	172,8	2375,8
56	3 136	175 616	7,4833	3,8259	0,01786	175,9	2463,0
57	3 249	185 193	7,5498	3,8485	0,01754	179,1	2551,8
58	3 364	195·112	7,6158	3,8709	0,01724	182,2	2642,1
59	3 481	205 379	7,6811	3,8930	0,01695	185,4	2734,0
60	3 600	216 000	7,7460	3,9149	0,01667	188,5	2827,4
61	3 721	226 981	7,8102	3,9365	0,01639	191,6	2922,5
62	3 844	238 328	7,8740	3,9579	0,01613	194,8	3019,1
63	3 969	250 047	7,9373	3,9791	0,01587	197,9	3117,2
64	4 096	262 144	8,0000	4,0000	0,01563	201,1	3217,0
65	4 225	274 625	8,0623	4,0207	0,01538	204,2	3318,3
66	4 356	287 496	8,1240	4,0412	0,01515	207,3	3421,2
67	4 489	300 763	8,1854	4,0615	0,01493	210,5	3525,7
68	4 624	314 432	8,2462	4,0817	0,01471	213,6	3631,7
69	4 761	328 509	8,3066	4,1016	0,01449	216,8	3739,3
70	4 900	343 000	8,3666	4,1213	0,01429	219,9	3848,5
71	5 041	357 911	8,4261	4,1408	0,01408	223,1	3959,2
72	5 184	373 248	8,4853	4,1602	0,01389	226,2	4071,5
73	5 329	389 017	8,5440	4,1793	0,01370	229,3	4185,4
74	5 476	405 224	8,6023	4,1983	0,01351	232,5	4300,8
75	5 625	421 875	8,6603	4,2172	0,01333	235,6	4417,9
76	5 776	438 976	8,7178	4,2358	0,01316	238,8	4536,5
77	5 929	546 533	8,7750	4,2543	0,01299	241,9	4656,6
78	6 084	474 552	8,8318	4,2727	0,01282	245,0	4778,4
79	6 241	493 039	8,8882	4,2908	0,01266	248,2	4901,7
80	6 400	512 000	8,9443	4,3089	0,01250	251,3	5026,5

Tabela matematică (continuare)

x	x^2	x^3	$\sqrt{x}$	$\sqrt[3]{x}$	$\frac{1}{x}$	πx	$\frac{\pi x^2}{4}$
81	6 561	531 441	9,0000	4,3267	0,01235	254,5	5153,0
82	6 724	551 368	9,0554	4,3445	0,01220	257,6	5281,0
83	6 889	571 787	9,1104	4,3621	0,01205	260,8	5410,6
84	7 056	592 704	9,1652	4,3795	0,01190	263,9	5541,8
85	7 225	614 125	9,2195	4,3968	0,01176	267,0	5674,5
86	7 396	636 056	9,2736	4,4140	0,01163	270,2	5808,8
87	7 569	658 503	9,3274	4,4310	0,01149	273,3	5944,7
88	7 744	681 472	9,3808	4,4480	0,01136	276,5	6082,1
89	7 921	704 969	9,4340	4,4647	0,01124	279,6	6221,1
90	8 100	729 000	9,4868	4,4814	0,01111	282,7	6361,7
91	8 281	753 571	9,5394	4,4979	0,01099	285,9	6503,9
92	8 464	778 688	9,5917	4,5144	0,01087	289,0	6647,6
93	8 649	804 357	9,6437	4,5307	0,01075	292,2	6792,9
94	8 836	830 584	9,6954	4,5468	0,01064	295,3	6939,8
95	9 025	857 375	9,7468	4,5629	0,01053	298,5	7088,2
96	9 216	884 736	9,7980	4,5789	0,01042	301,6	7238,2
97	9 409	912 673	9,8489	4,5947	0,01031	304,7	7389,8
98	9 604	941 192	9,8995	4,6104	0,01020	307,9	7543,0
99	9 801	970 299	9,9499	4,6261	0,01010	311,0	7697,7
100	10 000	1000 000	10,0000	4,6416	0,01000	314,2	7854,0

ELECTROTEHNICA

3-1. ELECTROSTATICA

Sarcinile electrice

Grecii încă din antichitate au observat proprietatea unor materiale de a atrage, după frecare, obiecte ușoare. Deși această proprietate de *electrizare* caracterizează multe materiale, ele sînt capabile să capete doar două feluri de electrizare:

1) *electrizare pozitivă*, corespunzătoare electrizării sticlei frecate de o blană;

2) *electrizare negativă*, corespunzătoare electrizării blănii frecate de sticlă.

Dacă corpurile sînt electrizate cu același fel de electricitate, atunci ele se resping, iar dacă sînt electrizate cu electricitate diferită, atunci se atrag.

Gradul de electrizare a corpului poartă numele de *sarcină electrică*. Sarcina poate fi transmisă de la un corp la altul prin atingerea lor.

Experiența arată că sarcinile de semne contrare în contact se compensează. Acest fapt a condus la concepția că și în corpurile neîncărcate există sarcini, dar ele se compensează complet, deoarece cantitatea de sarcini pozitive și negative este egală. Electrizarea se datorește perturbării acestui echilibru, transportului sarcinilor de același semn de pe un corp pe altul. De aceea, în cazul frecării se electrizează totdeauna ambele corpuri: unul — pozitiv (surplus de sarcini pozitive), iar celălalt — negativ (surplus de sarcini negative). In această situație, sarcina totală nu se schimbă, adică sarcinile nu se creează și nu dispar, ele se pot deplasa doar în interiorul corpului sau de la un corp la altul (legea conservării sarcinilor electrice).

Particula elementară încărcată negativ este *electronul*; el este particula de materie cea mai ușoară și cea mai mobilă. Sarcinile pozitive sînt concentrate în nucleul atomului, relativ greu, în jurul căruia se rotesc electronii. Atomul neutru conține o cantitate egală de sarcini negative și pozitive.

Legea lui Coulomb

Gradul de electrizare a corpurilor poate fi stabilit după forțele de interacțiune dintre ele (fig. 3-1). Ca rezultat al unor măsurări foarte precise, Coulomb a stabilit că forța de interacțiune dintre sarcinile punctiforme este proporțională cu produsul dintre mărimile sarcinilor și invers proporțională cu pătratul distanței dintre ele:

$$f = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{q_1 q_2}{\varepsilon r^2}.$$

In sistemul practic de unități, pe care-l vom folosi în cele ce urmează, în această expresie f este forța de interacțiune a sarcinilor în newtoni (joule/metru); r — distanța dintre sarcini în metri; q_1 și q_2 — sarcinile electrice în coulombi (C).

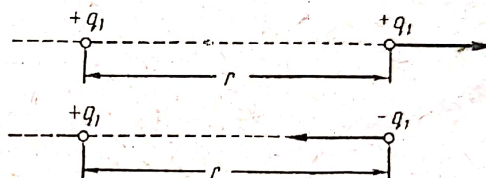


Fig. 3-1. Forțele de respingere și de atracție la interacțiunea a două sarcini.

Mărimea ε se numește *permeabilitatea electrică* a mediului în care are loc interacțiunea dintre sarcini și este un parametru important al mediului respectiv. In vid și cu aproximație în aer, permeabilitatea electrică este numeric egală cu:

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi \cdot 10^9}.$$

Raportul

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$$

se numește *permeabilitate electrică relativă*. Această mărime arată de cîte ori forța de interacțiune dintre sarcini este mai mică în mediul dat decît în vid.

Intensitatea cîmpului electric

Sarcinile electrice provoacă în regiunile vecine ale spațiului anumite schimbări fizice, care, în particular, se manifestă prin forțe care acționează asupra altor sarcini, introduse în aceste regiuni ale spațiului. Cu alte cuvinte, în jurul sarcinilor electrice ia naștere un *cîmp electric*, care acționează asupra sarcinilor ce se situează în el.

Forța care acționează asupra sarcinii pozitive unitare, așezate într-un punct oarecare al cîmpului electric, se numește **intensitatea cîmpului electric** E. Această mărime vectorială caracterizează atît intensitatea

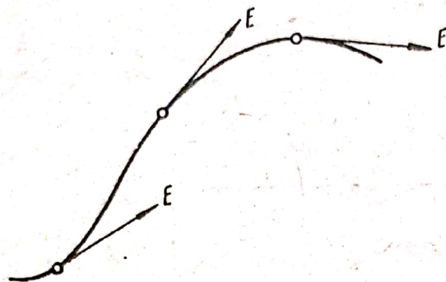


Fig. 3-2. Linia intensității cîmpului electric.

cîmpului în punctul dat, cît și direcția în care acționează cîmpul și ea corespunde cu direcția forței care acționează asupra sarcinii pozitive plasate în acest punct al cîmpului. Cîmpul electric acționează asupra sarcinii q cu forța

$$f=qE.$$

Pentru reprezentarea geometrică a cîmpului electric se recurge la **liniile de intensitate egală**, înțelegînd prin ele acele linii față de care vectorul intensității este tangent în orice punct (fig. 3-2). In tabela 3-1 sînt date exemple de linii de intensitate egală pentru cîteva tipuri de cîmpuri electrice întîlnite mai des.

Potențialul

La deplasarea sarcinii în cîmpul electric forța aplicată sarcinii efectuează un lucru a cărui mărime nu depinde de traiectoria pe care se deplasează sarcina, ci numai de mărimea sarcinii și de poziția ei inițială și cea finală. Prin urmare, introducînd o oarecare funcție V, care depinde de poziția punctului din cîmp și care se numește **potențialul** punctului, lucrul A efectuat pentru deplasarea sarcinii dintr-un punct în altul poate fi reprezentat prin produsul

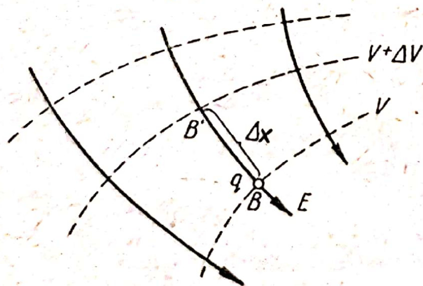


Fig. 3-3. Deplasarea sarcinii perpendicular pe linia de forță.

dintre mărimea sarcinii ce se deplasează q și diferența de potențial dintre punctul inițial (V_1) și cel final (V_2) al drumului parcurs:

$$A=q(V_1-V_2).$$

Presupunînd că $q=+1$ C, se vede că diferența de potențial a celor două puncte se măsoară prin lucrul efectuat de forțele cîmpului pentru deplasarea sarcinii unitare pozitive din primul punct în cel de-al doilea.

Unitatea de măsură pentru diferența de potențial este voltul (V). Voltul este diferența de potențial dintre două puncte, între care se deplasează o sarcină de 1 C efectuînd lucrul de 1 J.

Totalitatea punctelor cîmpului electric care au același potențial formează așa-numita **suprafață echipotențială**. Diferența de potențial dintre două puncte oarecare situate pe suprafața echipotențială este egală cu zero și, prin urmare, la deplasarea sarcinii pe suprafața echipotențială forțele cîmpului nu efectuează nici un lucru. Aceasta poate avea loc doar în cazul în care direcția intensității cîmpului electric este perpendiculară pe suprafața echipotențială. Astfel, liniile de intensitate reprezintă o familie de linii normale (ortogonale) pe familia de suprafețe echipotențiale (tabela 3-1).

Suprafața unui conductor bun este o suprafață echipotențială. De aceea, liniile de intensitate egală a cîmpului electric sînt totdeauna perpendiculare pe o suprafață bună conducătoare de electricitate.

Dacă sarcina $+q$ se deplasează contrar sensului liniei de forță din punctul B în B' (fig. 3-3), atunci, pe de o parte,

$$A=f\Delta x=qE\Delta x,$$

iar pe de alta

$$A=q[V-(V+\Delta V)]=-q\Delta V.$$

Comparînd aceste două expresii, obținem:

$$E=-\frac{\Delta V}{\Delta x},$$

adică intensitatea cîmpului este îndreptată în partea descreșterii potențialului și este egală cu variația potențialului pe o unitate de lungime în direcția perpendiculară pe suprafața echipotențială.

De exemplu, intensitatea cîmpului între două plăci paralele cu sarcini de semne contrare

$$E=\frac{V_1-V_2}{d}$$

este proporțională cu diferența de potențial dintre cele două plăci și invers proporțională cu distanța d dintre ele.

Aceasta permite să se adopte drept unitate de măsură practică pentru intensitatea cîmpului electric 1 V/m.

Capacitatea electrică a conductoarelor

Conductoarele diferite ca formă, configurație și așezare, fiind încărcate cu aceeași cantitate de electricitate, capătă potențiale diferite. Pentru caracterizarea acestei proprietăți se folosește noțiunea de **capacitate** a conductorului.

In cazul unui conductor izolat, se numește capacitatea C coeficientul de proporționalitate între potențialul conductorului V și sarcina q proprie conductorului:

$$q=CV.$$

Unitatea de măsură practică pentru capacitate este **faradul** (F), care este capacitatea unui conductor izolat al cărui potențial crește cu 1 V cînd sarcina crește cu 1 C. Această unitate este foarte mare. De aceea, în mod curent, este folosită o unitate de măsură mai mică, numită microfarad și egală cu o milionime de farad.

Tabela 3-1

Denumirea sursei de cîmp electric		Dispunerea liniilor de intensitate egală (linii pline) și a suprafețelor echipotențiale (linii punctate)	Denumirea sursei de cîmp electric		Dispunerea liniilor de intensitate egală (linii pline) și a suprafețelor echipotențiale (linii punctate)
Sarcina punctiformă	Pozitivă		Două sarcini punctiforme	De același semn	
Sarcina punctiformă	Negativă		Două sarcini punctiforme	De semne contrare (dipol)	
Două plăci ce au sarcini de semne contrare					

Capacitatea conductorului depinde de corpurile care îl înconjoară, deoarece datorită influenței lor are loc redistribuirea sarcinii și variația potențialului conductorului. Există însă sisteme de conductoare a căror capacitate practic nu depinde de corpurile înconjurătoare. Un exemplu de astfel de sistem este condensatorul electric.

Condensatorul

Condensatorul este format din două conductoare numite armături, separate printr-un dielectric, a cărui grosime este mică în comparație cu dimensiunile armăturilor. Datorită acestei structuri a condensatorului, cîmpul

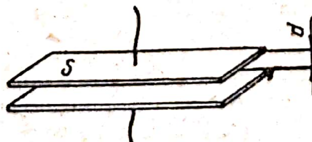


Fig. 3-4. Condensatorul cu aer plan.

electric al armăturilor încărcate cu sarcini de semn contrar este aproape în întregime concentrat între armături și nu suferă influența corpurilor înconjurătoare. Capacitatea condensatorului este egală cu sarcina de pe armăturile lui pentru tensiunea de 1 V între armături:

$$C=\frac{q}{V}.$$

Capacitatea (în farazi) a condensatorului plan cu aer, ale cărui armături sînt formate din două plăci plane (fig. 3-4), este

$$C=\frac{\varepsilon_0 S}{d}$$

unde S este suprafața plăcilor, în m^2;
d — distanța dintre plăci, în m.

Legarea condensatoarelor

Pentru a mări capacitatea se recurge la legarea în paralel a condensatoarelor (fig. 3-5) cînd capacitatea totală a grupului este egală cu suma capacităților tuturor condensatoarelor

$$C=C_1+C_2+C_3+\ldots+C_n.$$

Dacă grupul de condensatoare legate în paralel este format din n condensatoare cu capacitatea C', atunci capacitatea totală este egală cu:

$$C=nC'.$$

Pentru a mări tensiunea de lucru condensatoarele se leagă în serie (fig. 3-6). În acest caz, capacitatea totală a grupului de condensatoare este mai mică decît capacitatea fiecăruia dintre condensatoarele din care este format grupul și poate fi determinată după formula

$$\frac{1}{C}=\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}+\frac{1}{C_3}+\ldots+\frac{1}{C_n}.$$

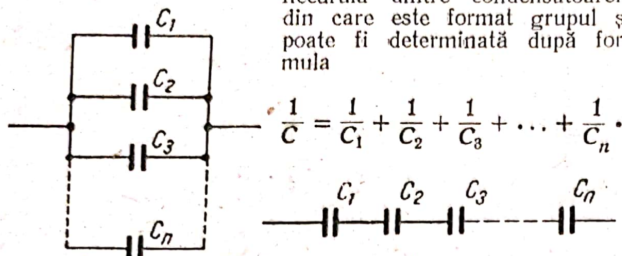


Fig. 3-5. Legarea în paralel a condensatoarelor.

Fig. 3-6. Legarea în serie a condensatoarelor.

Dacă grupul de condensatoare legate în serie este format din n condensatoare cu aceeași capacitate C', atunci capacitatea lui totală este egală cu:

$$C=\frac{C'}{n}.$$

Influența dielectricului

Fie un condensator cu aer polarizat (fig. 3-7, *a*) care are între armăturile lui un dielectric oarecare (fig. 3-7, *b*). Aflîndu-se în cîmp electric, dielectricul se p o l a r i z e a z ă. Aceasta înseamnă că particulele de dielectric, deformîndu-se, se transformă în dipoli care se orientează de-a lungul liniilor de cîmp (fig. 3-7). Dacă înainte de introducerea dielec-

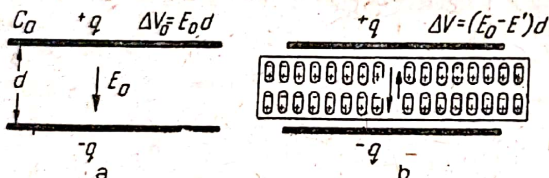


Fig. 3-7. Influența dielectricului asupra capacității condensatorului.

tricului între plăci acționa intensitatea cîmpului E_0, acum apare cîmpul E' al dipolilor electrici de orientare inversă. Astfel, intensitatea rezultantă a cîmpului între armături descrește:

$$E=E_0-E'.$$

Mărimea care arată de cîte ori este mai mică intensitatea cîmpului din interiorul dielectricului decît intensitatea cîmpului în lipsa dielectricului se numește permeabilitate electrică relativă:

$$\varepsilon'=\frac{E_0}{E}.$$

Micșorarea de ε' ori a intensității cîmpului în spațiul dintre armăturile condensatorului duce la micșorarea diferenței de potențial a acestor armături de ε' ori.

$$\Delta V=Ed=\frac{E_0}{\varepsilon'}d=\frac{\Delta V_0}{\varepsilon'}.$$

Dacă se restabilește vechea diferență de potențial V_0 cu ajutorul sursei de încărcare cu sarcini, atunci sarcina de pe armăturile condensatorului va crește cu ε'.

Și într-un caz și în celălalt, capacitatea condensatorului crește de ε' ori:

$$C=\frac{q}{\Delta V}=\frac{q\varepsilon'}{\Delta V_0}=\varepsilon' C_0.$$

Astfel capacitatea (în farazi) condensatorului plan, în cazul în care în spațiul dintre armăturile lui a fost introdus un dielectric cu permeabilitatea electrică relativă ε', este egală cu

$$C=\varepsilon' C_0=\frac{\varepsilon S}{d}.$$

3-2. CURENTUL CONTINUU

Curentul electric

Curentul electric reprezintă deplasarea dirijată a sarcinilor electrice. Curentul I se măsoară prin cantitatea de electricitate ce trece prin secțiunea conductorului într-o unitate de timp,

$$I=\frac{q}{t}.$$

Unitatea de măsură pentru curent este amperul (A) care reprezintă curentul produs de o sarcină de un coulomb la trecerea prin secțiunea transversală a conductorului, într-o secundă.

D e n s i t a t e a c u r e n t u l u i e l e c t r i c se numește curentul care trece printr-o suprafață unitară așezată perpendicular pe direcția de deplasare a sarcinilor,

$$i=\frac{I}{S}.$$

De cele mai multe ori, curentul electric apare datorită mișcării după anumite legi a particulelor celor mai ușoare și mai mobile — e l e c t r o n i i. În electrotehnică s-a adoptat drept direcție pozitivă a curentului electric, convențional, direcția de deplasare a sarcinilor pozitive sub acțiunea diferenței de potențial, adică direcția de la potențialul mai mare V_1 spre potențialul mai mic V_2.

Legea lui Ohm

Curentul electric apare în conductoare numai în cazul în care în acestea există porțiuni cu potențiale diferite. Legea lui Ohm, confirmată prin numeroase experiențe, arată că curentul I este direct porporțional cu diferența de potențial V_1-V_2 de la capetele segmentului de conductor (fig. 3-8) și invers proporțional cu rezistența R a acestui segment:

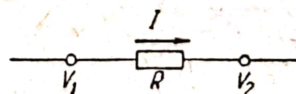


Fig. 3-8. Reprezentarea convențională a circulației curentului prin segmentul de conductor cu rezistența *R*.

$$I=\frac{V_1-V_2}{R};$$

unde R este rezistența segmentului de conductor care caracterizează opoziția segmentului la trecerea curentului electric.

Rezistența

Diferența de potențial de la capetele conductorului este numită adesea **tensiune**:

$$U=V_1-V_2.$$

În acest caz, **rezistența** este egală cu raportul dintre tensiunea de la capetele conductorului și curentul care trece prin el:

$$R=\frac{U}{I}.$$

Unitatea practică pentru măsurarea rezistenței este ohmul (Ω), care este rezistența conductorului în care circulă un curent de un amper la o tensiune de un volt.

Rezistența depinde de dimensiunile geometrice ale conductorului, de materialul și temperatura lui. La conductoarele lungi de secțiune constantă, rezistența este proporțională cu lungimea conductorului și invers proporțională cu secțiunea lui transversală S:

$$R=\rho\frac{l}{S},$$

unde ρ este o mărime ce depinde doar de materialul conductorului și se numește **rezistența specifică a materialului** sau rezistivitate.

În această formulă R se exprimă în ohmi, l — în centimetri, iar S — în centimetri patrați. Astfel, rezistența specifică trebuie exprimată în ohmi centimetru ($\Omega\cdot$cm). Această unitate de măsură este egală cu rezistența specifică a unui astfel de material la care un cub cu latura de 1 cm are rezistența de 1 Ω, în cazul în care curentul circulă de la o suprafață spre cea opusă.

Mărimea inversă rezistenței

$$G=\frac{1}{R}$$

caracterizează proprietățile conductive ale conductorului și se numește **conductanță**. Conductanța se măsoară în unități numite mho, **inversul lui ohm** $\left(\frac{1}{\Omega}\text{ sau } \mho\right)$.

Mărimea inversă rezistenței specifice

$$\sigma=\frac{1}{\rho}$$

se numește **conductanță specifică** (de volum) sau **conductanță electrică**. Ea se măsoară în $\frac{1}{\Omega\cdot\text{cm}}$.

Legarea rezistențelor

Rezistențele pot fi legate între ele, formînd conexiuni **în serie** (fig. 3-9), **în paralel** (fig. 3-10) și **mixte** (fig. 3-11).

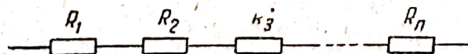


Fig. 3-9. Legarea în serie a rezistențelor.

La legarea în serie, rezistența echivalentă (totală) a circuitului R este egală cu suma rezistențelor din care este format circuitul:

$$R=R_1+R_2+R_3+\ldots+R_n.$$

Dacă circuitul este format din n rezistențe egale cu R' legate în serie, atunci

$$R=nR'.$$

La legarea în paralel, rezistența echivalentă R a circuitului este mai mică decît oricare dintre rezistențele legate și se poate determina cu ajutorul formulei:

$$\frac{1}{R}=\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}+\ldots+\frac{1}{R_n}$$

(adică în cazul de față se adună conductanțele și nu rezistențele).

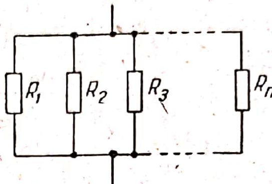


Fig. 3-10. Legarea în paralel a rezistențelor.

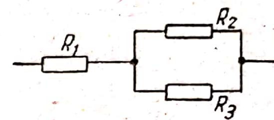


Fig. 3-11. Legarea mixtă a rezistențelor.

Dacă circuitul este format din n rezistențe egale R' legate în paralel, atunci

$$R=\frac{R'}{n}.$$

La legarea mixtă, rezistența echivalentă se determină făcînd suma rezistențelor legate în serie și a rezistenței echivalente rezultate din însumarea celor legate în paralel.

Exemplu. Dacă în fig. 3-11 R_1=2000 Ω; R_2=1000 Ω și R_3=3000 Ω,

$$R=R_1+\frac{1}{\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}}=R_1+\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}=2000+$$
$$+\frac{1000\cdot3000}{1000+3000}=2750\ \Omega.$$

Circuitul închis de curent continuu

Circuitul de curent continuu (fig. 3-12) este format din rezistența **exterioară** R și din **sursa de curent**, care menține o diferență de potențial constantă pe rezistența exterioară avînd o rezistență **internă** proprie R_0.

Curentul I trebuie să se închidă, deoarece el reprezintă mișcarea sarcinilor, care nu se acumulează nicăieri.

În circuitul exterior curentul circulă de la potențialul mai mare (V_1) la potențialul mai mic (V_2) și, conform legii lui Ohm,

$$V_1-V_2=IR.$$

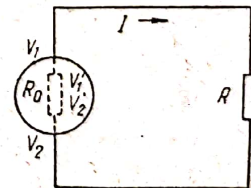


Fig. 3-12. Circuitul închis de curent continuu.

Însă această diferență de potențial V_1-V_2 nu poate constitui cauza mișcării curentului prin rezistența internă, pentru că $V_2 < V_1$. În sursa de curent trebuie să se creeze diferența de potențial

$$V_2'-V_1'=IR_0,$$

care determină mișcarea curentului în rezistența R_0.

Însumînd aceste egalităţi, obţinem:

$$(V_2'-V_2)+(V_1-V_1')=I(R+R_0).$$

Sarcina principală a sursei de curent este crearea variaţiilor de potenţial

$$\Delta V_1=V_1-V_1';$$

$$\Delta V_2=V_2'-V_2,$$

care asigură mişcarea curentului prin circuitul închis. Suma variaţiilor de potenţial

$$E=\Delta V_1+\Delta V_2$$

se numeşte f o r ţ a e l e c t r o m o t o a r e (f.e.m.) a sursei. Această mărime este caracteristica principală a sursei şi se măsoară în volţi (V).

Introducînd f.e.m. în egalitatea simplă obţinem legea lui Ohm pentru circuitul închis:

$$I=\frac{E}{R+R_0}.$$

De aici, rezultă că:

$$V_1-V_2=E-IR_0,$$

adică diferenţa de potenţial de la bornele sursei depinde de curent; ea este egală cu f.e.m. a sursei din care se scade c ă d e r e a d e t e n s i u n e pe rezistenţa internă a sursei.

Circuitul de curent continuu cu mai multe ramuri

Se numeşte circuit de curent continuu cu mai multe ramuri o astfel de conectare a surselor de curent şi a rezistenţelor la care pentru curent există două sau mai multe căi. Fiecare din aceste căi este un c i r c u i t î n c h i s. Fiecare punct al circuitului ramificat, în care se întîlnesc cel puţin trei conductoare, se numeşte n o d. De exemplu, circuitul electric reprezentat în fig. 3-13 conţine trei circuite închise şi două noduri.

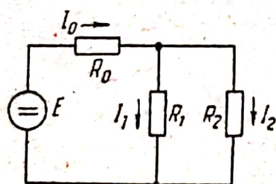


Fig. 3-13. Un exemplu de ramificare a circuitului de curent continuu.

Mărimile curenţilor din toate rezistenţele circuitului deschis pot fi determinate dacă se cunosc mărimile f.e.m. E_c şi ale rezistenţelor R_c care formează circuitul electric. Determinarea curenţilor se poate face cu ajutorul e c u a ţ i i l o r l u i K i r c h h o f f.

Ecuaţiile lui Kirchhoff

Primul sistem al ecuaţiilor lui Kirchhoff se referă la nodurile circuitului electric. Curenţii îndreptaţi spre nod vor fi consideraţi pozitivi, iar curenţii care pornesc din nod — negativi. Deoarece în nod nu poate exista sarcină acumulată, suma algebrică a curenţilor care se întîlnesc în nod este egală cu zero:

$$\sum_{c=1}^{n} I_c=0.$$

Cel de-al doilea sistem al ecuaţiilor lui Kirchhoff se referă la circuitele închise, care pot fi separate în circuite cu ramuri. Aplicînd legea lui Ohm la aceste circuite se poate observa că în orice circuit închis, arbitrar ales, f.e.m. este egală cu suma produselor dintre curenţii şi rezistenţele corespunzătoare ale circuitului (adică cu suma căderilor de tensiune pe rezistenţele circuitului, inclusiv rezistenţele interne ale surselor de curent):

$$\sum_{c=1}^{m} E_c=\sum_{c=1}^{n} I_cR_c.$$

La formarea ecuaţiilor lui Kirchhoff trebuie să se urmărească ca numărul de ecuaţii să fie egal cu numărul mărimilor căutate şi ca unele din ecuaţii să nu decurgă din altele.

De exemplu, pentru determinarea celor trei curenţi diferiţi în circuitul electric, reprezentat în fig. 3-13, se poate scrie prima ecuaţie a lui Kirchhoff:

$$I_0-I_1-I_2=0$$

şi următoarele două ecuaţii ale lui Kirchhoff:

$$I_0R_0+I_1R_1+E;$$

$$I_1R_1-I_2R_2=0.$$

Rezolvarea acestor ecuaţii dă:

$$I_0=E\,\frac{R_1+R_2}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2};$$

$$I_1=E\,\frac{R_2}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2};$$

$$I_2=E\,\frac{R_1}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2}.$$

Folosirea ecuaţiilor lui Kirchhoff la calculul circuitelor electrice complexe este legată de transformări greoaie. Numărul calculelor poate fi mult redus prin aplicarea principiilor şi a metodelor de calcul expuse mai jos.

Principiul suprapunerii

Cînd în circuitul electric există cîteva f.e.m., principiul suprapunerii permite să se calculeze valorile curenţilor în orice ramură a circuitului ca suma algebrică a curenţilor creaţi în această ramură de fiecare f.e.m. în parte.

Să presupunem că ne interesează curentul I_0 din circuitul care conţine două surse de curent cu f.e.m. E' şi E'' (fig. 3-14, *a*).

Cînd în circuit acţionează numai f.e.m. E' (fig. 3-14, *b*), în conformitate cu exemplul precedent obţinem:

$$I_0'=E'\,\frac{R_1+R_2}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2}.$$

Cînd în circuit acţionează numai f.e.m. E'' (fig. 3-14, *c*), obţinem:

$$I_0''=E''\,\frac{R_1}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2}.$$

Cînd în circuit acţionează ambele f.e.m. (fig. 3-14, *a*), în conformitate cu principiul suprapunerii obţinem:

$$I_0=I_0'-I_0''=\frac{E'(R_1+R_2)-E''R_1}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2}.$$

Ca urmare a principiului suprapunerii se obține proporționalitatea între f.e.m. care acționează în circuit și curentul ce apare datorită acestei f.e.m. Această proporționalitate

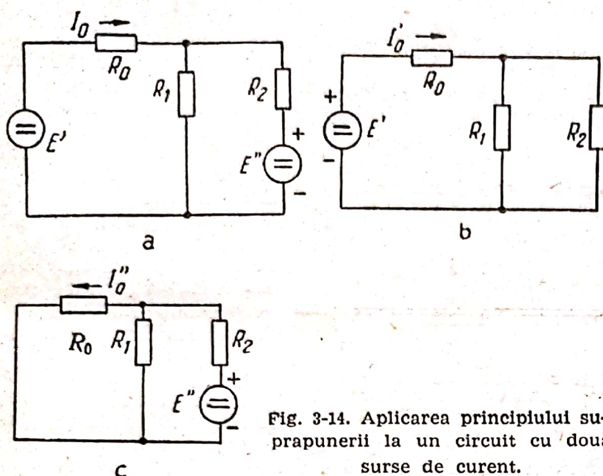


Fig. 3-14. Aplicarea principiului suprapunerii la un circuit cu două surse de curent.

are loc numai în circuitul liniar. Astfel, se numește c i r c u i t e l e c t r i c l i n i a r acel circuit pentru care este valabil principiul suprapunerii.

Metoda curenților din bucle

Circuitul ramificat poate fi privit ca totalitatea buclelor închise care vin în contact. Se poate considera că prin fiecare buclă circulă un curent I_c. Curentul total din bucle este egal cu suma algebrică a curenților din buclele respective.

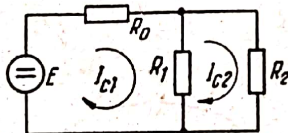


Fig. 3-15. Folosirea metodei curenților din bucle.

Curenții din bucle pot fi găsiți cu ajutorul celui de-al doilea sistem de ecuații ale lui Kirchhoff. Numărul ecuațiilor este egal cu numărul de bucle alăturate.

În schema aleasă drept exemplu (fig. 3-15) există două circuite (bucle) care vin în contact. Considerînd drept curent pozitiv cel care circulă în direcția acelor de ceasornic, se determină cele două ecuații pentru a afla curenții din bucle:

$$R_0 I_{c1} + R_1 (I_{c1} - I_{c2}) = E;$$

$$R_2 I_{c2} + R_1 (I_{c2} - I_{c1}) = 0.$$

Rezolvînd aceste ecuații în raport cu curenții din bucle obținem:

$$I_{c1} = E \frac{R_1 + R_2}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2};$$

$$I_{c2} = E \frac{R_1}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2}.$$

Însă nu curenții din bucle sînt cei care prezintă interes, ci curenții reali care circulă prin conductoarele circuitului. De aceea, revenind la notațiile din fig. 3-13, găsim:

$$I_0 = I_{c1} = E \frac{R_1 + R_2}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2};$$

$$I_1 = I_{c1} - I_{c2} = E \frac{R_2}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2};$$

$$I_2 = I_{c2} = E \frac{R_1}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2}.$$

Metoda tensiunii dintre noduri

Dacă circuitul electric conține numai două noduri (oricare ar fi numărul n de ramuri între aceste noduri), atunci o metodă convenabilă de determinare a curenților din ramurile circuitului este metoda t e n s i u n i i d i n t r e n o d u r i.

Forța electromotoare E_c din oricare din ramurile acestui circuit este consumată prin căderea de tensiune pe rezistența $R_c = \frac{1}{G_c}$ și pentru menținerea tensiunii $U_{1,2}$ dintre cele două noduri ale circuitului:

$$E_c = U_{1,2} + I_c R_c.$$

Împărțind această expresie cu R_c, obținem:

$$E_c G_c = U_{1,2} G_c + I_c.$$

Adunînd egalitățile respective pentru toate cele n ramuri, obținem:

$$\sum_{c=1}^{n} E_c G_c = U_{1,2} \sum_{c=1}^{n} G_c + \sum_{c=1}^{n} I_c.$$

Conform primei legi a lui Kirchhoff $\sum_{c=1}^{n} I_c = 0$ și de aceea tensiunea dintre noduri poate fi găsită cu formula

$$U_{1,2} = \frac{\sum_{c=1}^{n} E_c G_c}{\sum_{c=1}^{n} G_c}.$$

Cunoașterea tensiunii dintre noduri permite să se determine ușor curentul din orice ramură.

Ca exemplu să găsim curentul I_0 din circuitul cu două noduri, reprezentat în fig. 3-14, *a*. Găsim mai întîi tensiunea dintre noduri:

$$U_{1,2} = \frac{E' \frac{1}{R_0} + E'' \frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{E' R_1 R_2 + E'' R_0 R_1}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2}.$$

Curentul căutat este:

$$I_0 = \frac{E' - U_{1,2}}{R_0} = \frac{1}{R_0}\left(E' - \frac{E' R_1 R_2 + E'' R_0 R_1}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2}\right) =$$

$$= \frac{E'(R_1 + R_2) - E'' R_1}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2}.$$

Metoda generatorului echivalent

Orice circuit ramificat, care conține una sau mai multe surse de f.e.m. și care are două borne de ieșire A și B, poate fi înlocuit cu un singur generator fără rezistență internă, care creează tensiunea $U_{x.x}$ și o rezistență în serie

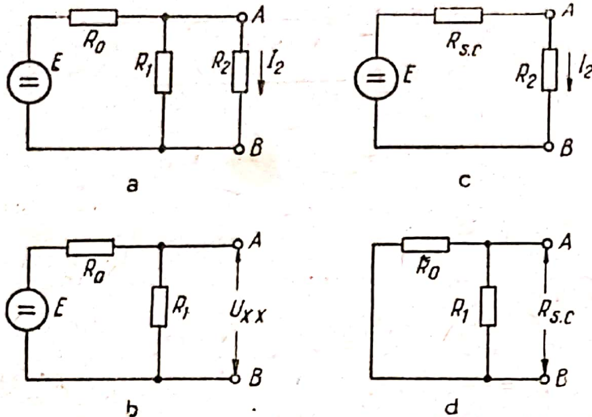


Fig. 3-16. Folosirea metodei de lucru în gol și în scurtcircuit.

$R_{s.c}$. Tensiunea $U_{x.x}$ a generatorului este egală cu tensiunea dintre bornele A și B la funcționarea în g o l, adică cu sarcina deconectată. Rezistența $R_{s.c}$ este egală cu rezistența măsurată între borne atunci cînd sarcina este deconectată și s u r s e l e d e f. e. m. s î n t s c u r t c i r c u i t a t e (rezistențele interne ale surselor trebuie să rămînă în schemă).

De exemplu, să găsim curentul I_2 prin rezistența R_2 (fig. 3-16). Se consideră capetele acestei rezistențe drept borne de ieșire și se găsește tensiunea pentru funcționarea în gol (fig. 3-16, c):

$$U_{x.x}=E\frac{R_1}{R_0+R_1}$$

și rezistența de scurtcircuit (fig. 3-16, d)

$$R_{s.c}=\frac{R_0R_1}{R_0+R_1}.$$

Din schema echivalentă obținută (fig. 3-16, b) găsim:

$$I_2=\frac{U_{x.x}}{R_{s.c}+R_2}=E\frac{R_1}{(R_0+R_1)\left(\frac{R_0R_1}{R_0+R_1}+R_2\right)}=$$

$$=E\frac{R_1}{R_0R_1+R_0R_2+R_1R_2}.$$

În mod analog poate fi determinat curentul prin orice altă rezistență a circuitului.

Uneori este comod să recurgem la o altă formulare a metodei generatorului echivalent. Conform acestei metode, orice circuit ramificat care conține una sau cîteva surse de f.e.m. și care are două borne de ieșire A și B poate fi înlocuit cu un singur generator. Acest generator are conductanța $G_{x.x}$ legată în paralel (de șunt), nu are conductanță internă și debitează curentul $I_{s.c}$. Curentul $I_{s.c}$ este egal cu curentul dintre bornele A și B cînd acestea sînt s c u r t c i r c u i t a t e. Conductanța $G_{x.x}$ este egală cu conductanța măsurată între bornele A și B, sarcina fiind deconectată, iar sursele de f.e.m. scurtcircuitate.

3-3. FENOMENE MAGNETICE

Cîmpul magnetic datorit curenților

Tot așa cum în spațiul care înconjoară sarcinile electrice apare un cîmp electric cu anumite proprietăți fizice, la fel și în spațiul care înconjoară curenții electrici apare un cîmp de tip special, numit c î m p m a g n e t i c. Cîmpul electric se manifestă prin forțele care acționează asupra corpurilor încărcate ce sînt introduse în el, iar cîmpul magnetic — prin devierea acului magnetic al busolei, sau prin forțele care acționează asupra conductoarelor prin care circulă curentul și care au fost așezate în cîmpul magnetic. De exemplu, două conductoare paralele prin care circulă curenți de același sens (fig. 3-17) se atrag reciproc. Cauza fizică a acestei atracții este acțiunea pe care o exercită asupra curentului dintr-unul din conductoare cîmpul magnetic creat de curentul care circulă prin celălalt conductor.

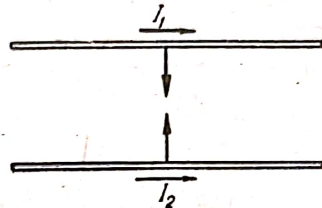


Fig. 3-17. Atracția reciprocă a două conductoare parcurse de curenți de același sens.

Pentru studiul proprietăților cîmpului magnetic se folosește de obicei acul magnetic sau c a d r u l e l e m e n t a r. Acesta din urmă este un circuit plan închis, prin care circulă un curent și ale cărui dimensiuni sînt mici în comparație cu distanța pînă la conductoarele care creează cîmpul magnetic ce se află în studiu.

Cîmpul magnetic exercită asupra cadrului (și a acului magnetic) o acțiune de o r i e n t a r e. Dacă în cîmpul curentului unui conductor lung rectiliniu cadrul se așază în planul care trece prin conductor (fig. 3-18), cînd se schimbă sensul curentului din cadru (sau conductor) cadrul se rotește cu 180°.

Acest fenomen este folosit pentru determinarea direcției cîmpului magnetic. Direcția cîmpului magnetic în locul în care se află cadrul este direcția de-a lungul căreia se situează normala pozitivă față de cadru. Se consideră drept normală pozitivă N față de planul cadrului sensul mișcării de înaintare a burghiului cînd mînerul acestuia este rotit în sensul în care circulă curentul din cadru.

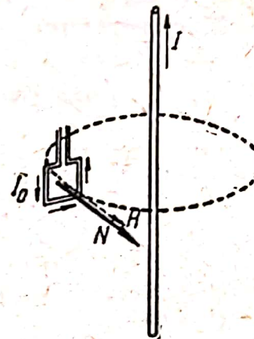


Fig. 3-18. Orientarea cadrului de către cîmpul magnetic al conductorului.

Cadrul elementar este util și pentru determinarea cantitativă a cîmpului magnetic. Orientarea cadrului în cîmpul magnetic are loc ca rezultat al acțiunii asupra lui a unui oarecare moment M al forțelor, care-și atinge valoarea maximă atunci cînd normala față de cadru este orientată perpendicular pe direcția cîmpului. Experiența arată că valoarea maximă a momentului forțelor M_m care acționează asupra cadrului elementar este proporțională cu suprafața cadrului S, cu curentul din cadru I_0 și cu o oarecare mărime H, care caracterizează intensitatea cîmpului magnetic:

$$M_m\approx HI_0S.$$

Mărimea $H=\frac{M_m}{I_0 S}$ se numeşte i n t e n s i t a t e a c î m p u l u i m a g n e t i c.

Pentru reprezentarea geometrică a cîmpului magnetic se introduce noţiunea de l i n i i d e i n t e n s i t a t e ale cîmpului magnetic. Acestea sînt liniile care în fiecare punct au vectorul de intensitate dirijat de-a lungul tangentei.

In tabela 3-2 sînt date exemple de amplasare a liniilor de intensitate pentru cîteva tipuri de cîmpuri magnetice mai des întîlnite.

Tabela 3-2

Denumirea sursei cîmpului magnetic	Amplasarea liniilor de intensitate
Curentul rectiliniu	
Doi curenţi rectilinii de sens opus	
Curentul circular	
Curentul solenoidului	
Magnetul permanent	

Liniile de intensitate ale cîmpului magnetic sînt nişte curbe î n c h i s e. In aceasta constă deosebirea lor de liniile de intensitate ale cîmpului electric, care nu sînt închise pentru că încep şi se termină pe sarcini electrice (tabela 3-1).

Legea lui Biot-Savart şi a lui Laplace

Cîmpul magnetic al unui segment mic de conductor Δl, prin care circulă curentul I (fig. 3-19), are intensitatea

$$\Delta H=\frac{I\Delta l}{4\pi r^2}\sin\alpha,$$

unde r este distanţa între punctul de observaţie M şi segmentul Δl;

α — unghiul dintre r şi Δl.

Direcţia intensităţii cîmpului magnetic se determină cu ajutorul regulii lui Ampère: observatorul (aşezat ca şi cum pluteşte de-a lungul cîmpului electric) vede liniile de forţă magnetică dirijate din dreapta spre stînga.

Intensitatea cîmpului magnetic, creat de întregul conductor, depinde de dimensiunile şi de forma acestuia şi se determină prin însumarea intensităţilor date de toate segmentele Δl ale conductorului.

In acest caz, în centrul conductorului circular cu raza R intensitatea cîmpului magnetic este egală cu:

$$H=\frac{I}{2R}.$$

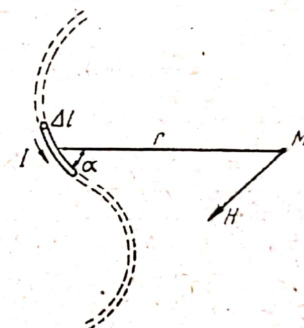


Fig. 3-19. Aplicarea legii lui Biot-Savart şi a lui Laplace.

In interiorul solenoidului care are n spire pe 1 m

$$H=In.$$

La distanţa r_0 de un curent infinit ce circulă printr-un conductor rectiliniu

$$H=\frac{I}{2\pi r_0}.$$

In sistemul de unităţi practice s-a adoptat ca unitate de măsură pentru intensitatea cîmpului magnetic intensitatea cîmpului care ia naştere la distanţa $\frac{1}{2\pi}$ m de un conductor lung rectiliniu prin care circulă un curent de 1 A. Această unitate de măsură se numeşte a m p e r p e m e t r u (A/m).

Influenţa diferitelor corpuri asupra cîmpului magnetic

Corpurile care exercită influenţă asupra cîmpului magnetic se numesc c o r p u r i m a g n e t i c e. Cauza fizică a acestei influenţe sînt cîmpurile magnetice elementare create de mişcarea circulară a electronilor în atomii şi în moleculele corpului magnetic. In lipsa cîmpului magnetic exterior, direcţiile acestora sînt haotice şi cîmpul magnetic total este egal cu zero. Insă la apariţia cîmpului magnetic exterior $\bar{H}$, toţi curenţii circulari se orientează la fel şi cîmpul total pe care-l creează are o intensitate $\bar{H}'$, diferită de zero, care se adaugă la intensitatea $\bar{H}$ a cîmpului magnetic exterior.

Rezultă că intensitatea cîmpului magnetic în corpul magnetic

$$\bar{H}+\bar{H}'$$

diferă de intensitatea $\bar{H}$ a cîmpului magnetic în vid, aer sau altă substanță nemagnetică.

Corpurile magnetice se împart în trei grupe:

d i a m a g n e t i c e, care slăbesc cîmpul exterior, deoarece $\bar{H}$ și $\bar{H}'$ sînt de sens contrar;

p a r a m a g n e t i c e, care amplifică cîmpul exterior, deoarece $\bar{H}$ și $\bar{H}'$ coincid ca sens;

f e r o m a g n e t i c e (fier, nichel, cobalt), în care amplificarea cîmpului magnetic este cea mai mare.

Pentru toate corpurile, cu excepția celor feromagnetice, intensitatea suplimentară a cîmpului $\bar{H}'$ este proporțională cu intensitatea $\bar{H}$ a cîmpului magnetic exterior și de aceea intensitatea rezultată a cîmpului în corp este, de asemenea, proporțională cu intensitatea $\bar{H}$:

$$\bar{H}+\bar{H}'=\mu'\bar{H}.$$

Coeficientul de proporționalitate μ' se numește p e r m e a b i l i t a t e a m a g n e t i c ă r e l a t i v ă a corpului. Această mărime arată de cîte ori intensitatea cîmpului din corpul magnetic respectiv este mai mare decît în vid. La corpurile paramagnetice $\mu' > 1$, la corpurile diamagnetice $\mu' < 1$. In vid și la corpurile nemagnetice $\mu'=1$.

In sistemul de unități practice, cîmpul magnetic din corp nu se caracterizează prin vectorul $\mu'\bar{H}$, ci prin vectorul $\bar{B}$, al cărui modul este de μ_0 ori mai mare:

$$\bar{B}=\mu'\mu_0\bar{H}.$$

Acest vector se numește i n d u c ț i e m a g n e t i c ă. Mărimea

$$\mu=\mu'\mu_0$$

se numește p e r m e a b i l i t a t e m a g n e t i c ă și este un parametru important al corpurilor (alături de conductibilitatea σ și permeabilitatea electrică ε). Ea este definită ca coeficient de proporționalitate între $\bar{B}$ și $\bar{H}$:

$$\bar{B}=\mu\bar{H}.$$

In ce privește mărimea μ_0, din egalitățile de mai sus se vede că trebuie să i se atribuie înțelesul de permeabilitate magnetică a vidului. Numeric ea este egală cu

$$\mu_0=4\pi 10^{-7}.$$

Fig. 3-20. Conductorul cu curent în cîmpul magnetic.

Forța care acționează asupra curentului în cîmpul magnetic

Cîmpul magnetic nu exercită o acțiune asupra sarcinilor electrice aflate în repaus, ci numai asupra sarcinilor aflate în mișcare. Forța f, care acționează asupra unui segment din conductorul prin care circulă un curent plasat în cîmp magnetic, este proporțională cu mărimea curentului I, cu lungimea conductorului l și cu componenta inducției magnetice B, perpendiculară pe direcția curentului (fig. 3-20):

$$f=IlB \sin \alpha.$$

Direcția forței f se determină prin r e g u l a m î i n i i s t î n g i: dacă componenta inducției magnetice perpendiculară pe conductor intră în palma mîinii stîngi, iar cele patru degete întinse sînt dirijate de-a lungul curentului I, atunci degetul mare indică direcția forței f.

Fluxul inducției magnetice

Pentru a se crea imaginea geometrică a cîmpului magnetic din corpuri se introduce noțiunea de l i n i i d e i n d u c ț i e m a g n e t i c ă. Acestea sînt liniile la care în fiecare punct vectorul inducției magnetice $\bar{B}$ este dirijat pe tangenta la linie.

Linia inducției magnetice poate să dea doar o idee asupra direcției vectorului $\bar{B}$ în diferite puncte ale spațiului.

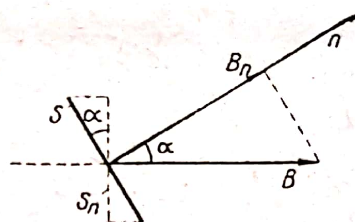


Fig. 3-21. Determinarea fluxului de inducție magnetică prin suprafața S.

Pentru a se obține caracteristica cantitativă a cîmpului în aceste puncte se duce un număr de linii de inducție, prin unitatea de suprafață normală la vectorul inducției magnetice B, egal cu valoarea numerică a inducției în limitele suprafeței respective. Rezultă că, cu cît este mai mare inducția magnetică, cu atît sînt mai dese liniile de inducție.

Numărul total al liniilor care străpung suprafața S_n, normală lor, determină f l u x u l i n d u c ț i e i m a g n e t i c e prin această suprafață (fig. 3-21):

$$\Phi=BS_n=BS\cos\alpha=B_nS,$$

unde α este unghiul dintre vectorul $\bar{B}$ și normala n la suprafața S;

B_n — proiecția vectorului $\bar{B}$ pe normala n la suprafața S.

3-4. INDUCȚIA ELECTROMAGNETICĂ

Fenomenul de inducție electromagnetică

Cînd un conductor se mișcă în cîmpul magnetic, în el ia naștere o f o r ț ă e l e c t r o m o t o a r e d e i n d u c ț i e, iar dacă circuitul conductorului este închis, atunci în el apare c u r e n t u l e l e c t r i c d e i n d u c ț i e. Acest fenomen de inducție electromagnetică apare atunci cînd conductorul intersectează în mișcare liniile de forță magnetică, precum și la orice variație a fluxului inducției magnetice prin circuitul conductorului. Forța electromotoare de inducție este proporțională cu viteza de variație a numărului de linii ale inducției magnetice, cuprinse de circuitul conductorului,

adică este proporțională cu viteza de variație a fluxului inducției magnetice prin circuitul conductorului:

$$E=\frac{\Delta\Phi}{\Delta t},$$

unde $\Delta\Phi$ este variația fluxului într-un interval de timp Δt foarte mic.

Astfel, pentru inducția electromagnetică este necesar ca conductorul să taie liniile de inducție magnetică; atunci cînd conductorul se deplasează de-a lungul liniilor inducției magnetice, f.e.m. de inducție este egală cu zero.

Direcția curentului de inducție poate fi determinată după următoarea regulă: curentul de inducție are acea direcție încît el creează, prin suprafața cuprinsă de circuit, un flux propriu de inducție magnetică care caută să compenseze variația fluxului de inducție magnetică, care l-a produs.

Unitatea de măsură pentru fluxul de inducție magnetică

Dacă circuitul închis în care a apărut f.e.m. de inducție E are rezistența R, atunci

$$IR=\frac{\Delta\Phi}{\Delta t}.$$

sau

$$\Delta\Phi=I\Delta tR=qR.$$

Pe această bază, ca unitate practică de măsură pentru fluxul de inducție magnetică se ia fluxul care descrescînd pînă la zero face să circule o cantitate de electricitate egală cu 1 C, prin secțiunea transversală a conductorului cu rezistența de 1 Ω. Această unitate de măsură se numește weber (Wb).

Unitatea practică de măsură pentru inducția magnetică este weberul pe metru patrat (Wb/m²).

Autoinducția

Inducția electromagnetică se datorește variației fluxului de inducție magnetică prin circuitul conductorului. Menționăm că este indiferent ce anume a provocat această variație. De exemplu, ea poate fi provocată de n e s t a b i l i t ă ț i l e curentului care circulă prin conductor. Dacă prin conductor circulă un curent variabil, atunci și cîmpul magnetic al acestui curent este variabil. Prin urmare, variază fluxul de inducție magnetică prin circuitul conductorului, ceea ce duce la apariția în circuit a f.e.m. de inducție. Astfel, variația curentului în circuit este cauza apariției f.e.m. de inducție în același circuit. Acest fenomen se numește f e n o m e n u l d e a u t o i n d u c ț i e.

Conductoarele de diferite forme se comportă diferit față de fenomenul de autoinducție. Acest fenomen se manifestă mai puternic în b o b i n e l e d e i n d u c ț i e, care reprezintă un conductor îndoit sub forma de spire. Capacitatea de autoinducție se caracterizează prin coeficientul de autoinducție, care poate fi introdus în felul următor.

In conformitate cu legea lui Biot-Savart, curentul care circulă prin spira conductorului creează un cîmp magnetic a cărui intensitate și inducție sînt proporționale cu curentul I. Prin urmare, fluxul de inducție magnetică Φ care străbate spira este proporțional cu curentul care circulă prin spiră:

$$\Phi=LI.$$

Coeficientul de proporționalitate L dintre curentul din conductor și mărimea fluxului magnetic creat de acest curent se numește c o e f i c i e n t d e a u t o i n d u c ț i e.

Cu cît este mai mare coeficientul de autoinducție, cu atît este mai mare și valoarea f.e.m. de autoinducție:

$$E=\frac{\Delta\Phi}{\Delta t}=L\frac{\Delta I}{\Delta t}.$$

Mărimea coeficientului de autoinducție este determinată de forma geometrică și de dimensiunile conductorului.

Unitatea practică de măsură pentru coeficientul de autoinducție se numește henry (H); ea este egală cu coeficientul de autoinducție al unui astfel de circuit, care este străpuns de un flux de inducție magnetică de 1 Wb la un curent în circuit de 1 A.

Inducția mutuală

Se numește i n d u c ț i e m u t u a l ă apariția f.e.m. într-un conductor datorită variației mărimii curentului într-un alt conductor sau datorită schimbării poziției reciproce a conductoarelor. Acest fenomen se explică prin faptul că la variația curentului într-unul din conductoare, sau la schimbarea poziției lor unul față de celălalt, are loc o variație a fluxului inducției magnetice create de curentul din primul conductor și care trece prin circuitul celui de-al doilea conductor, ceea ce duce la apariția unei f.e.m. de inducție în cel de-al doilea conductor.

Notăm cu Φ_1 întregul flux de inducție magnetică creat de curentul circuitului *1*, iar cu $\Phi_{1,2}$ acea parte a acestui flux care străbate circuitul *2* (fig. 3-22, *a*). Fluxul $\Phi_{1,2}$ este creat de curentul I_1 și de aceea este proporțional cu acest curent:

$$\Phi_{1,2}=M_{1,2}I_1.$$

Coeficientul de proporționalitate $M_{1,2}$ se numește c o e f i c i e n t d e i n d u c ț i e m u t u a l ă; numeric, el este egal cu fluxul de inducție magnetică creat de curentul de 1 A al unuia dintre circuite care influențează celălalt circuit.

Variația curentului I_1 duce la variația fluxului $\Phi_{1,2}$ și la apariția f.e.m. de inducție mutuală în cel de-al doilea circuit, a cărei mărime este

$$E_2=\frac{\Delta\Phi_{1,2}}{\Delta t}=M_{1,2}\frac{\Delta I_1}{\Delta t}.$$

Dacă considerăm drept circuit de bază, care creează cîmpul magnetic, circuitul *2* (fig. 3-22, *b*), atunci circuitul *1* este străbătut de fluxul

$$\Phi_{2,1}=M_{2,1}I_2,$$

a cărui variație provoacă apariția în circuitul *1* a f.e.m. de inducție mutuală:

$$E_1=\frac{\Delta\Phi_{2,1}}{\Delta t}=M_{2,1}\frac{\Delta I_2}{\Delta t}.$$

In electrotehnica teoretică se demonstrează că

$$M_{2,1}=M_{1,2}=M.$$

Mărimea coeficientului de inducție mutuală M a celor două circuite este determinată de forma geometrică, de dimensiunile și de poziția reciprocă a acestor circuite.

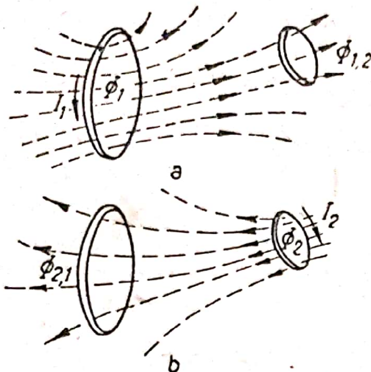


Fig. 3-22. Determinarea coeficientului de inducție mutuală.

Unitatea de măsură a coeficientului de inducție mutuală este analogă cu unitatea de măsură pentru coeficientul de autoinducție.

3-5. CURENTUL ALTERNATIV

Forța electromotoare sinusoidală

Dacă în circuitul electric acționează o f.e.m. variabilă ca mărime, atunci ea provoacă în circuit apariția unui curent alternativ. In tehnică se întîlnesc cel mai mult f.e.m. și curenți care variază sinusoidal (armonic) în timp. Una dintre metodele de obținere a f.e.m. sinusoidale este rotirea uniformă a unei spire conductoare plane într-un cîmp magnetic omogen (fig. 3-23). Fluxul de inducție magnetică care străpunge spira variază în acest caz sinusoidal. Prin urmare, va varia sinusoidal și f.e.m. de inducție (fig. 3-24, *b*):

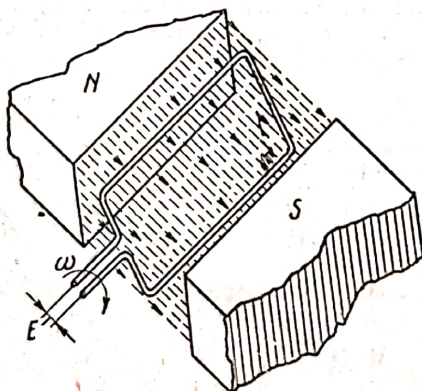


Fig. 3-23. Obținerea f.e.m. sinusoidale.

$$E=E_m \cos \omega t.$$

In această expresie se notează cu E_m amplitudinea f.e.m., adică valoarea ei maximă (amplitudinea oscilațiilor). Cu litera ω din alfabetul grec se notează viteza unghiulară (pulsația) de rotație a spirei în cîmpul magnetic și care este legată de frecvența f și de perioada T de rotație a spirei prin relația

$$\omega=2\pi f=\frac{2\pi}{T}.$$

Este clar că perioada de rotație a spirei și perioada (ciclul complet) de variație a f.e.m. sinusoidale de inducție sînt egale.

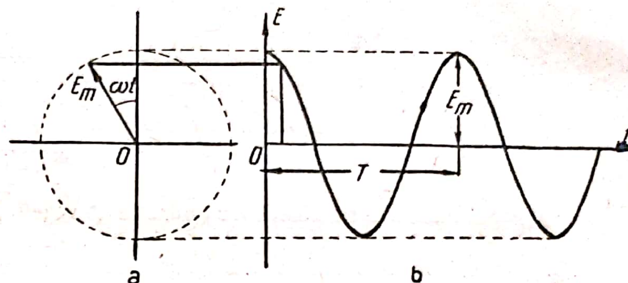


Fig. 3-24. Reprezentarea grafică a f.e.m. sinusoidale.

Perioada se măsoară în secunde (s), pulsația, în radiani pe secundă (rad/s), iar frecvența, în perioade pe secundă sau în herți (1 Hz=1 per/s).

Circuitul de curent alternativ

F.e.m. sinusoidală E poate fi aplicată unui circuit de curent alternativ format din rezistența R, bobina de inducție L și condensatorul C (fig. 3-25). Sub acțiunea f.e.m. sinusoidale, prin circuit circulă un curent sinusoidal.

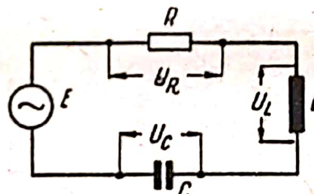


Fig. 3-25. Circuitul de curent alternativ.

Poate apărea, însă, o îndoială asupra posibilității de a circula un curent printr-un circuit care conține un condensator. Se știe că purtătorii materiali ai curentului electric sînt sarcinile libere (electronii). Deplasîndu-se ușor sub acțiunea f.e.m. prin rezistențe, bobine de inducție și conductoarele montajului, electronii, în mod firesc, nu pot să învingă discontinuitatea din circuitul electric, creată de distanța dintre armăturile condensatorului, ce conține dielectric. Curentul continuu nu poate circula prin condensator.

Insă curentul alternativ poate circula prin condensator. Menționăm că chiar dacă condensatorul este conectat la o sursă de f.e.m. continuă, prin circuit va trece un curent, dar nu tot timpul. El circulă numai pînă cînd condensatorul se încarcă, adică pînă cînd pe armăturile condensatorului va apărea o diferență de potențial care compensează f.e.m. a sursei. Totodată, cum e și firesc, sarcinile nu se deplasează prin dielectricul dintre armăturile condensatorului; circulația curentului constă în transportul sarcinilor de la sursă la armăturile condensatorului (și de la armături la sursă).

Analog este și tabloul circulației curentului atunci cînd condensatorul este conectat la sursa de f.e.m. sinusoidală. In această situație armăturile condensatorului se reîncarcă mereu și prin circuit circulă sarcinile necesare pentru această reîncărcare.

Metoda amplitudinilor complexe (metoda simbolică)

Pentru simplificarea notaţiilor şi a transformărilor în teoria curenţilor alternativi se folosesc adesea numerele complexe. In fig. 3-24, *a* se arată că f.e.m. sinusoidală poate fi reprezentată sub forma unui vector cu lungimea E_m, care se roteşte în sensul invers acelor de ceasornic cu o viteză unghiulară ω (rad/s). Unghiul dintre vector şi axa verticală este egal cu ωt, iar proiecţia vectorului pe axa verticală este

$$E_m \cos \omega t$$

şi corespunde valorilor instantanee ale f.e.m. sinusoidale.

Aceasta permite să se adopte axa verticală drept axă reală a planului complex, iar axa orizontală, drept axă imaginară şi să se reprezinte vectorul f.e.m. sinusoidale sub forma numărului complex

$$\dot{E} = E_m e^{j\omega t} = E_m (\cos \omega t + j \sin \omega t),$$

unde $j = \sqrt{-1}$ se numeşte unitate imaginară.

Modulul acestui număr complex $|\dot{E}| = E_m$ determină a m p l i t u d i n e a oscilaţiei f.e.m., iar argumentul ωt determină f a z a o s c i l a ţ i e i, care se măsoară în radiani, grade sau în fracţiuni ale perioadei oscilaţiei şi determină s t a r e a procesului oscilatoriu la momentul de timp dat.

Curentul I, care circulă prin circuit sub acţiunea f.e.m. $\dot{E}$, de asemenea, poate fi reprezentat printr-un număr complex

$$\dot{I} = I_m e^{j(\omega t - \varphi)},$$

al cărui argument diferă prin unghiul φ, deoarece în cazul general f.e.m. şi curentul din circuitul de curent alternativ pot să nu varieze sinfazic, ci să fie defazaţi cu unghiul φ.

Dacă în mărimile complexe $\dot{E}$ şi $\dot{I}$ se neglijează termenul $e^{j\omega t}$, atunci ele se numesc a m p l i t u d i n i c o m p l e x e. Punctul de deasupra literei se pune pentru a deosebi amplitudinile complexe de valorile de amplitudini obişnuite.

Trecerea de la amplitudinile complexe la valorile instantanee, aşa cum reiese din cele de mai sus, se reduce la adăugarea termenului $e^{j\omega t}$ şi la determinarea părţii reale a mărimii complexe astfel obţinute:

$$E = Re\dot{E}.$$

Elementele circuitului de curent alternativ

Amplitudinea curentului I_m în circuitul de curent alternativ este determinată de mărimile R, L şi C. Astfel, aceste trei elemente ale circuitului joacă rolul de rezistenţe, dar între ele există deosebiri esenţiale.

In primul rînd, rezistenţa R a b s o a r b e energia electrică trimisă în circuit de sursa de alimentare, iar bobina de inducţie şi condensatorul nu absorb energie; ele doar a c u m u l e a z ă această energie în decursul unei jumătăţi de perioadă (sub formă de energie a cîmpului magnetic în bobină sau de energie a cîmpului electric în condensator) şi o înapoiază sursei de alimentare în decursul celeilalte jumătăţi de perioadă. Pentru a sublinia această deosebire, rezistenţa R este numită rezistenţa activă (ohmică), iar rezistenţa bobinei de inducţie şi a condensatorului sînt numite r e a c t a n ţ e.

In al doilea rînd, rezistenţa activă, inductivă şi capacitivă depind în mod diferit de pulsaţia ω a f.e.m. aplicate în circuit. Rezistenţa activă R depinde puţin de frecvenţă; doar la frecvenţe foarte înalte trebuie să se ţină seama de dependenţa de frecvenţă a rezistenţei active. Mărimea reactanţei inductive este direct proporţională cu pulsaţia

$$X_L = \omega L,$$

iar mărimea reactanţei capacitive este invers proporţională cu pulsaţia

$$X_C = \frac{1}{\omega C}.$$

In al treilea rînd, tensiunea şi curentul din rezistenţa activă şi reactanţe se află în diferite r e l a ţ i i d e f a z ă. Curentul $\dot{I}$, care circulă prin rezistenţa activă (fig. 3-25), creează căderea de tensiune $\dot{U}_R$, care este în fază cu curentul.

In reactanţe, curentul şi tensiunea sînt defazate cu 90°; în reactanţa inductivă curentul $\dot{I}$ este defazat în urmă cu 90° faţă de tensiunea $\dot{U}_L$, iar în reactanţa capacitivă curentul $\dot{I}$ este defazat înainte faţă de tensiunea $\dot{U}_C$ cu 90°.

Matematic, această situaţie se exprimă prin aceea că în cazul rezistenţei active raportul dintre tensiune şi curent este un număr real:

$$\frac{\dot{U}_R}{\dot{I}} = R,$$

iar în cazul reactanţei este un număr imaginar:

$$\frac{\dot{U}_L}{\dot{I}} = jX_L = j\omega L;$$

$$\frac{\dot{U}_C}{\dot{I}} = -jX_C = \frac{1}{j\omega C}.$$

Explicaţia fizică a caracterului imaginar al reactanţelor este faptul că ele nu absorb energie.

Legea lui Ohm pentru circuitul de curent alternativ

In circuitul de curent alternativ, reprezentat în fig. 3-25, valoarea f.e.m., în orice moment, trebuie să fie egală cu suma căderilor de tensiune instantanee pe rezistenţele circuitului. Aceasta înseamnă că amplitudinea complexă a f.e.m. este egală cu suma amplitudinilor complexe ale tensiunilor de pe rezistenţele circuitului

$$\dot{E} = \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C.$$

Avînd în vedere că

$$\dot{U}_R=\dot{I}R;$$
$$\dot{U}_L=\dot{I}j\omega L;$$
$$\dot{U}_C=\dot{I}\frac{1}{j\omega C},$$

obținem:

$$\dot{E}=\dot{I}\left(R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}\right)$$

sau

$$\dot{I}=\frac{\dot{E}}{R+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)}.$$

Numărul complex de la numitor

$$Z=R+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)$$

este numit r e z i s t e n ț a c o m p l e x ă (sau impedența) circuitului de curent alternativ. Partea reală a acestui număr complex este egală cu rezistența activă a circuitului, iar coeficientul de pe lîngă partea imaginară este egal cu mărimea reactanței circuitului:

$$X=X_L-X_C=\omega L-\frac{1}{\omega C}.$$

Expresia obținută

$$\dot{I}=\frac{\dot{E}}{Z}$$

se numește legea lui Ohm pentru circuitul de curent alternativ.

Raportul amplitudinilor (adică al modulelor amplitudinilor complexe) f.e.m. și curentului

$$\frac{|\dot{E}|}{|\dot{I}|}=\frac{E_m}{I_m}=|Z|$$

se numește r e z i s t e n ț a t o t a l ă (sau a p a r e n t ă) a circuitului. Rezistența aparentă este egală cu modulul rezistenței complexe:

$$|Z|=\sqrt{R^2+X^2}=\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Această rezistență permite să se determine amplitudinea curentului după amplitudinea tensiunii aplicate circuitului:

$$I_m=\frac{E_m}{|Z|}.$$

In ce privește defazajul φ, pe de o parte,

$$Z=\frac{\dot{E}}{\dot{I}}=\frac{E_m e^{j\omega t}}{I_m e^{(j\omega t-\varphi)}}=\frac{E_m}{I_m}e^{j\varphi}=|Z|e^{j\varphi},$$

iar pe de alta

$$Z=R+jX=|Z|e^{j\operatorname{arc}\operatorname{tg}\frac{X}{R}}.$$

Egalînd aceste rezultate, obținem

$$\varphi=\operatorname{arc}\operatorname{tg}\frac{X}{R}=\operatorname{arc}\operatorname{tg}\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Amplitudinea I_m și defazajul φ determină complet curentul din circuit (fig. 3-25):

$$I=Re\dot{I}=ReI_m e^{j(\omega t-\varphi)}=I_m\cos(\omega t-\varphi).$$

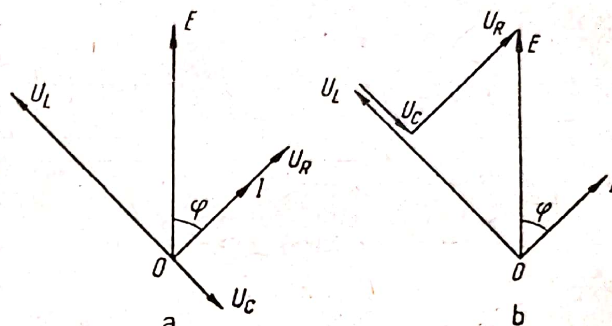


Fig. 3-26. Diagrame vectoriale.

Diagrama vectorială

Tensiunile și curenții de aceeași frecvență și care variază sinusoidal se reprezintă prin ecuațiile:

$$E=E_m\cos\omega t;\quad I=I_m\cos(\omega t-\varphi);$$
$$U_R=RI_m\cos(\omega t-\varphi)\quad \text{etc.},$$

iar grafic pot fi reprezentați ca proiecții pe axa reală ale vectorilor $\dot{E}$, $\dot{I}$, $\dot{U}_R$ etc., care se rotesc în sens invers mișcării acelor de ceasornic cu viteza unghiulară constantă ω și decalate față de vectorul $\dot{E}$ cu unghiuri constante φ etc. (fig. 3-24). Lungimea acestor vectori se ia egală cu amplitudinile oscilațiilor corespunzătoare ale lui E_m, I_m, RI_m etc.

O astfel de reprezentare a mărimilor, care variază sinusoidal, sub formă de vectori, se numește d i a g r a m ă v e c t o r i a l ă. Ea este comodă prin faptul că suma sau diferența a două sau mai multe oscilații armonice, care reprezintă de asemenea o oscilație armonică, este determinată în amplitudine și în fază de vectorul care este suma sau diferența geometrică a vectorilor care reprezintă oscilațiile adunate sau scăzute. Valoarea instantanee a mărimii căutate este dată de proiecția acestui vector pe axa reală.

In practică, în locul vectorilor rotitori se folosesc vectorii ficși, dar în acest caz se presupune că rotirea se face în sens opus, cu aceeași viteză unghiulară ω a axelor reală și imaginară ale planului complex. Faptul că vectorii diagramei nu se rotesc înseamnă că în expresiile complexe pentru curenți și tensiuni termenul $e^{j\omega t}$ este neglijat (el fiind doar subînțeles), iar tensiunea și curentul devin:

$$\dot{E}=E_m;\quad \dot{I}=I_m e^{j\varphi}\ \text{etc.}$$

Exemplu. Să se construiască diagrama vectorială pentru circuitul electric reprezentat în fig. 3-25. Vectorul, care reprezintă f.e.m. aplicată circuitului, îl vom fixa vertical cu sensul în sus (fig. 3-26, *a*). Curentul din circuit rămîne

în urma f.e.m., unghiul de întîrziere φ luîndu-se în sensul opus rotației vectorilor, adică în cel al acelor de ceasornic. Căderea de tensiune pe rezistența activă coincide ca fază cu curentul și se reprezintă printr-un vector care coincide ca direcție cu vectorul curentului. Lungimea acestui vector este $U_R = I_m R$. Căderile de tensiune pe reactanțe se reprezintă prin vectori care fac un unghi de 90° cu vectorul curentului: vectorul $\dot{U}_L$ este defazat înainte, iar vectorul $\dot{U}_C$ este defazat în urmă. Lungimile acestor vectori sînt respectiv egale cu:

$$U_L = I\omega L\,; \quad U_C = I\frac{1}{\omega C}\,.$$

Deoarece suma căderilor de tensiune în circuitul închis este egală cu f.e.m., suma geometrică a vectorilor $\dot{U}_R$, $\dot{U}_L$ și $\dot{U}_C$ trebuie să fie egală cu vectorul $\dot{E}$. Aceasta se arată în fig. 3-26, *b* și poate servi pentru controlul exactității diagramei vectoriale sau pentru determinarea geometrică a tensiunilor și curenților ce nu se cunosc.

Ecuațiile lui Kirchhoff pentru circuitele de curent alternativ

Metoda amplitudinilor complexe dă posibilitatea să se aplice ecuațiile lui Kirchhoff la circuitele de curent alternativ. Reprezentînd tensiunile și curenții, care variază armonic, prin numere complexe, există posibilitatea de a înlocui operațiile geometrice asupra vectorilor prin operații algebrice cu numere complexe și, astfel, să se aducă în mod formal toate relațiile și legile curentului alternativ la relațiile și legile curentului continuu.

Fig. 3-27. Un exemplu de circuit ramificat de curent alternativ.

De exemplu, pentru punctul de ramificare a circuitului de curent alternativ (nod) suma valorilor instantanee ale curenților îndreptați spre punctul de ramificație este egală cu suma valorilor instantanee ale curenților ce ies din nod. Aceasta este adevărat și pentru expresiile complexe ale acestor curenți:

$$\sum_{c=1}^{n} \dot{I}_c = 0,$$

adică suma curenților complecși, care există în punctul de ramificare, este egală cu zero (primul sistem al ecuațiilor lui Kirchhoff).

Mai departe, exprimînd f.e.m., curenții, tensiunile și rezistențele sub formă complexă și dînd semnul plus f.e.m. și curenților care coincid ca sens la parcurgerea circuitului într-o parte și semnul minus celor care nu coincid cu acest sens, obținem:

$$\sum_{c=1}^{m} \dot{E}_c = \sum_{c=1}^{n} \dot{I}_c Z_c\,,$$

adică pentru orice circuit închis suma f.e.m. complexe aplicate este egală cu suma căderilor de tensiune complexe (cel de-al doilea sistem de ecuații ale lui Kirchhoff).

În mod analog se folosesc și celelalte metode (metoda curenților din bucle, metoda mersului în gol și în scurtcircuit și principiul suprapunerii) pentru determinarea curenților și a tensiunilor din circuitele ramificate de curent alternativ.

Exemplu. Să se găsească amplitudinea curentului $\dot{I}_2$ în circuitul reprezentat în fig. 3-27, fiind date: valoarea amplitudinii f.e.m. egală cu 100 V, frecvența egală cu $10\,000/2\pi$ Hz, impedanțele Z_0 și Z_1 sînt active și egale cu cîte 100 Ω fiecare, iar impedanța Z_2 este formată dintr-o rezistență activă de 200 Ω și un condensator de 1 μF.

Aplicînd metoda mersului în gol și a scurtcircuitării, găsim:

$$\dot{U}_{x.x} = \dot{E}\,\frac{Z_1}{Z_0 + Z_1}\,;$$

$$Z_{s.c} = \frac{Z_0 Z_1}{Z_0 + Z_1}\,;$$

și de aceea

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_{x.x}}{Z_{s.c} + Z_2} = \dot{E}\,\frac{Z_1}{Z_0 Z_1 + Z_0 Z_2 + Z_1 Z_2}\,.$$

Înlocuind în această relație pe $E = 100$ V, $Z_0 = 100$ Ω, $Z_1 = 100$ Ω și

$$Z_2 = R_2 - j\,\frac{1}{\omega C} = 200 - j\,\frac{1}{2\pi\,\frac{10^4}{2\pi}\,10^{-6}} = 200 - j\;100\ \Omega,$$

obținem:

$$\dot{I}_2 = \frac{100\cdot 100}{100\cdot 100 + 100\,(200 - j\cdot 100) + 100\,(200 - j\cdot 100)} =$$

$$\frac{1}{5 - 2j} = \frac{1}{29}\,(5 + 2j) = 0{,}172 + 0{,}069j \text{ A}.$$

Amplitudinea căutată este

$$I_m = |\dot{I}_2|\,\sqrt{0{,}172^2 + 0{,}069^2} = 0{,}186 \text{ A}.$$

Oscilațiile electrice

Fie un condensator C (fig. 3-28) încărcat pînă la o tensiune U (comutatorul K în poziția din stînga); acest condensator se descarcă apoi pe un circuit format din rezistența activă R și bobina de inducție L (comutatorul K în poziția din dreapta). Dacă circuitul de descărcare ar fi fost format din rezistențe active, atunci curentul de descărcare ar fi circulat într-un sens și ar fi continuat pînă cînd potențialele armăturilor condensatorului s-ar fi egalat. Deoarece în circuit există o inductanță L suficient de mare, procesul de descărcare va decurge altfel. În momentul în care potențialele armăturilor condensatorului se egalează și curentul de descărcare va începe să scadă, f.e.m. de autoinducție va menține curentul în scădere și va avea loc reîncărcarea armăturilor condensatorului. După aceea, va apărea din nou curentul de descărcare, dar de data aceasta în sens contrar etc. Ca rezultat, reîncărcarea armăturilor

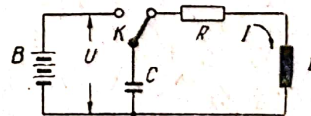


Fig. 3-28. Schema pentru realizarea oscilațiilor electrice.

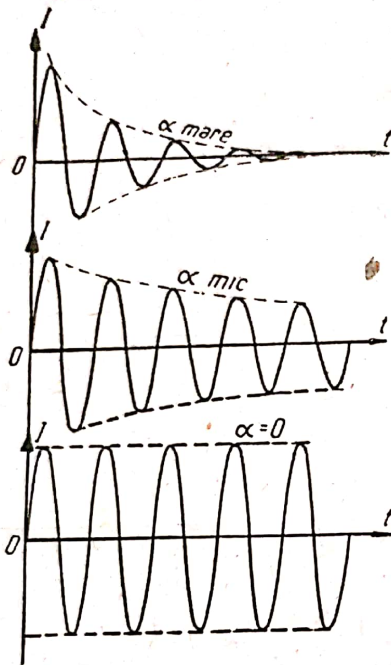


Fig. 3-29. Atenuarea oscilaţiilor electrice în circuit.

condensatorului va avea loc periodic şi în circuit vor apărea oscilaţii electrice, la care energia cîmpului electric al condensatorului trece periodic în energia cîmpului magnetic al bobinei şi invers. In acest proces o parte din energie este consumată pentru degajarea căldurii în rezistenţa activă R şi de aceea amplitudinile oscilaţiilor curenţilor şi tensiunilor descresc, sau, după cum se obişnuieşte să se spună, oscilaţiile se atenuează.

In teorie se arată că la oscilaţiile electrice în circuitul format din rezistenţa R, inductanţa L şi capacitatea C curentul din circuit variază după legea

$$I=I_m e^{-\alpha t}\sin(\omega_0 t-\varphi).$$

Frecvenţa oscilaţiilor, cînd rezistenţele active sînt mici (în comparaţie cu reactanţele), poate fi determinată din condiţia egalării cu zero a căderilor de tensiune pe reactanţele circuitului :

$$\dot{I}j\omega_0 L+\dot{I}\frac{1}{j\omega_0 C}=0,$$

de unde

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Amplitudinea oscilaţiei $I_m e^{-\alpha t}$ descreşte cu atît mai repede cu cît este mai mare coeficientul de atenuare

$$\alpha=\frac{R}{2L},$$

adică cu cît este mai mare rezistenţa activă a circuitului. Dacă nu există rezistenţă activă în circuit ($\alpha=0$), atunci oscilaţiile devin oscilaţii întreţinute (fig. 3-29). Oscilaţiile întreţinute îşi găsesc numeroase utilizări în aparatura radiotehnică cu diferite destinaţii.

RADIOTEHNICĂ

4-1. RADIOCOMUNICAŢII

Schema-bloc a unei comunicaţii

Comunicaţie înseamnă transmiterea unei informaţii de la expeditor la destinatar. In funcţie de forma transmisiunii care constituie informaţia, se disting următoarele feluri de comunicaţii (tabela 4-1).

Tabela 4-1

Forma informaţiei	Tipul comunicaţiei
Text	Telegrafie
Imagine imobilă	Fototelegrafie
Sunet	Telefonie, radiodifuziune
Imagine mobilă	Televiziune
Dispozitive de comandă	Linii de comandă, radio-linii de comandă
Rezultatele măsurărilor unor mărimi fizice	Telemetrie, radiotelemetrie

Informaţiile sînt transmise cu ajutorul semnalelor electrice. Transformarea informaţiei în semnal este realizată de emiţător (fig. 4-1). Semnalele trebuie să corespundă în mod univoc informaţiilor transmise şi să poată fi transmise prin liniile de comunicaţii. Transformarea inversă a semnalelor în informaţii are loc în receptor. La transmiterea şi la transformarea semnalelor iau naştere diferite perturbaţii şi, ca rezultat, informaţia recepţionată se deosebeşte de cea emisă. Cu cît este mai mică această deosebire, cu atît calitatea transmisiei este mai înaltă.

Transmiterea simultană a cîtorva informaţii se realizează cu ajutorul sistemelor de transmisie pe mai multe canale, în care cîteva emiţătoare şi cîteva receptoare sînt legate printr-o singură linie (fig. 4-2).

Se numeşte canal de telecomunicaţie emiţătorul, radioreceptorul şi partea de linie folosite pentru a realiza comunicaţia dintre un expeditor şi destinatarul lui. Deoarece în linia de telecomunicaţie vin semnale de la diferiţi expeditori, este necesară distribuirea semnalelor între destinatari. Aceasta se realizează cu ajutorul unor dispozitive de separare a semnalelor, conectate pe fiecare canal la partea de recepţie.

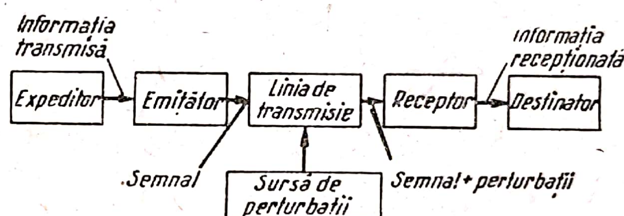


Fig. 4-1. Schema-bloc a unei comunicaţii.

In radiocomunicaţii, semnalele care vin în linia de comunicaţie nu sînt transmise prin conductoare, ci cu ajutorul undelor electromagnetice, care se propagă în spaţiul dintre emiţător şi radioreceptor. Din punct de vedere tehnic aceasta se poate realiza numai prin folosirea unor semnale, care sînt oscilaţii electrice de frecvenţe relativ înalte (aproximativ de la 10^5 Hz pînă la 10^5 MHz).

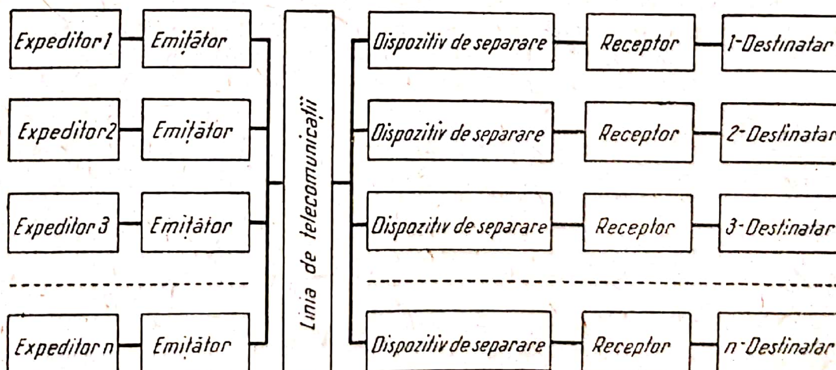


Fig. 4-2. Schema-bloc a unor comunicaţii pe mai multe canale.

Reprezentarea funcției de timp și reprezentarea spectrală a semnalului

Purtătorul semnalului este o mărime fizică oarecare (curentul, tensiunea, intensitatea cîmpului electric) care variază în timp. De aceea, pentru exprimarea semnalului pot fi folosite funcțiile de timp $f(t)$ sau graficele (fig. 4-3), care exprimă variația în timp a mărimii fizice respective.

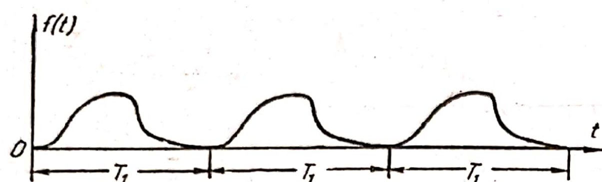


Fig. 4-3. Reprezentarea grafică a unui semnal periodic.

Uneori, în locul reprezentării în funcție de timp, este mai comodă reprezentarea s p e c t r a l ă a semnalului. Din matematică se știe că funcția periodică în timp cu perioada de repetiție T_1 poate fi reprezentată prin suma sinusoidelor ce au amplitudinile A_n și fazele φ_n

$$f(t)=A_0+\sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\Omega_1 t+\varphi_n).$$

Frecvențele acestor sinusoide (armonice) sînt multipli ai frecvenței fundamentale $\Omega_1=\frac{2\pi}{T_1}$, care este și frecvența de repetiție a funcției periodice $f(t)$.

Astfel, dacă semnalul care urmează a fi transmis este periodic, atunci el se compune din componenta continuă A_0, prima armonică $A_1\cos(\Omega_1 t+\varphi_1)$, cea de-a doua armonică $A_2\cos(2\Omega_1 t+\varphi_2)$ și celelalte armonice superioare cu frecvențele $3\Omega_1$, $4\Omega_1$ ș.a.m.d. Suma tuturor acestor componente armonice este egală cu semnalul și reprezintă variația semnalului în timp. Transmiterea prin canalul de telecomunicație a semnalului sau a tuturor armonicelor lui duce la aceleași rezultate.

Totalitatea amplitudinilor armonicelor A_n ale semnalului de telecomunicație se numește s p e c t r u l s e m n a l u l u i. Sub formă grafică spectrul semnalului periodic se reprezintă prin niște segmente de drepte verticale (linii spectrale), așezate la distanțe egale unele față de altele. Un astfel de spectru se numește l i n i a r (fig. 4-4).

Însă semnalele de telecomunicație sînt totdeauna limitate în timp și de aceea ele sînt funcții periodice de timp. De exemplu, un semnal izolat (impulsul) durează doar un interval de timp τ. Un astfel de semnal poate fi privit ca o limită a repetării periodice a unor impulsuri cu durata τ la o creștere nelimitată a perioadei lor de repetiție $T_1\rightarrow\infty$. Prin trecerea la limita arătată, intervalul de frecvențe $\Omega_1=\frac{2\pi}{T_1}$ dintre armonice se restrînge nelimitat, iar amplitudinile armonicelor scad. Astfel, imaginea spectrală a funcției neperiodice nu este un șir discret de armonice, ci suma unui număr infinit de mare de oscilații cu frecvențe infinit de apropiate cu amplitudini foarte mici. Spectrul unei astfel de funcții este compact, deoarece este format dintr-o succesiune continuă de frecvențe. La reprezentarea grafică a unui astfel de spectru pe axa ordonatelor nu se iau amplitudinile componentelor (ele sînt infinit de mici), ci limita raportului dintre amplitudinea A_n și banda de frecvențe care separă liniile spectrale învecinate. Această limită se numește d e n s i t a t e a s p e c t r a l ă a a m p l i t u d i n i l o r Φ (Ω).

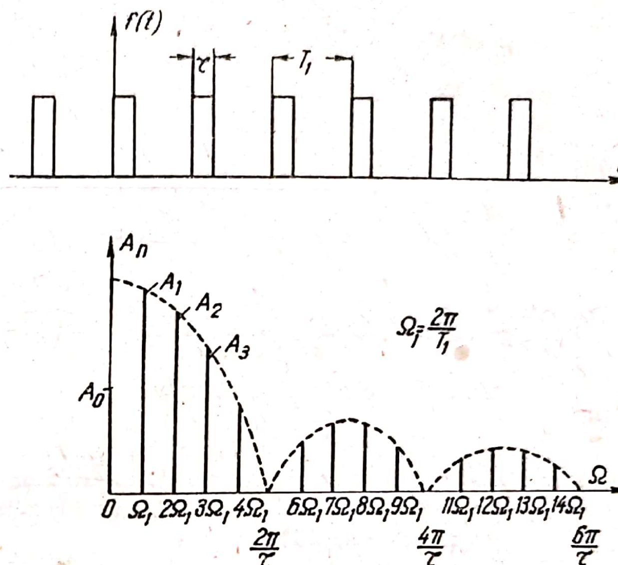


Fig. 4-4. Succesiunea periodică a impulsurilor dreptunghiulare și spectrul ei.

Ca exemplu, în fig. 4-5 sînt reprezentate spectrele unui impuls dreptunghiular izolat, al unei succesiuni, limitate în timp, de impulsuri dreptunghiulare, al impulsului în formă de semiperioadă de sinusoidă și al unui segment de sinusoidă limitat în timp.

Comparînd spectrul impulsului dreptunghiular izolat cu spectrul succesiunii periodice de astfel de impulsuri, se poate observa că înfășurătoarea spectrului continuu al impulsului izolat și înfășurătoarea spectrului liniar al succesiunii periodice de astfel de impulsuri coincid ca formă. Această lege se referă la impulsurile de orice formă.

Din fig. 4-4 și 4-5 se vede că înfășurătoarele spectrelor ocupă un domeniu de frecvențe foarte mare. Pe măsura creșterii frecvenței, amplitudinile componentelor și densitățile spectrale descresc și, începînd de la o frecvență oarecare, ele aduc un aport atît de mic la suma totală, încît pot fi neglijate. Astfel, semnalele de telecomunicații trebuie considerate ca funcții cu spectru limitat. Intervalul de frecvențe în care se plasează spectrul limitat al semnalului se numește l ă r g i m e a s p e c t r u l u i.

În practică lățimea spectrului impulsului (atunci cînd nu sînt puse condiții speciale față de forma impulsului) se apreciază neglijînd componentele de frecvențe superioare ale spectrului a căror energie totală nu depășește 5—10% din energia impulsului. Se constată că lărgimea F a spectrului impulsurilor, indiferent de formă, este determinată de relația

$$F=\frac{\Omega}{2\pi}\approx\frac{1...2}{\tau},$$

adică produsul dintre durata impulsului și lățimea spectrului lui este o mărime constantă și egală cu o mărime de ordinul unității.

Reducînd durata impulsului, se mărește lărgimea spectrului lui, tot de atîtea ori. La limită, pentru $\tau \to 0$, obţinem $F \to \infty$, adică impulsul cu o durată infinit mică are un spectru uniform și o lărgime infinită.

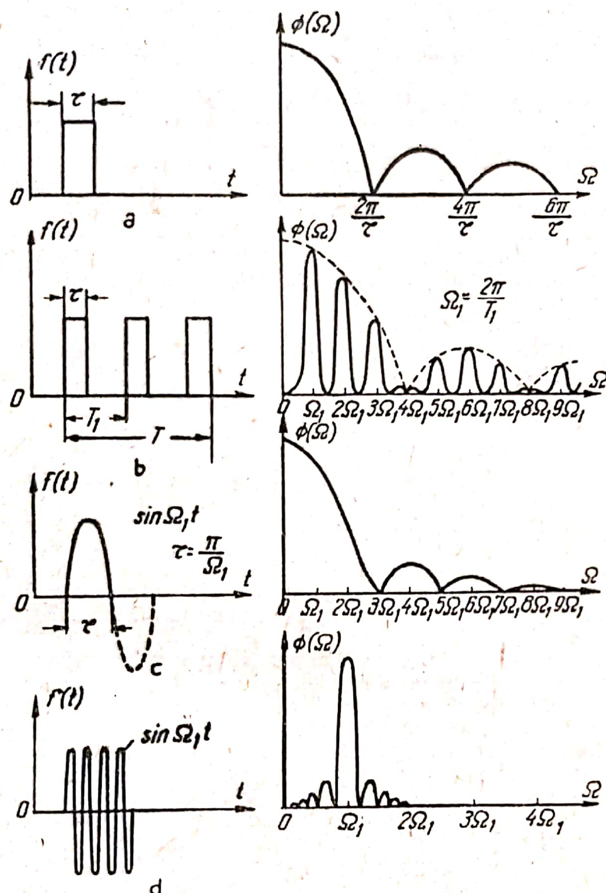


Fig. 4-5. Spectrele semnalelor aperiodice :
a – impulsul dreptunghiular ; *b* – succesiune limitată de impulsuri dreptunghiulare ; *c* – impulsul de o jumătate de perioadă ; *d* – impulsul radio.

Lărgimea spectrelor semnalelor reale

La telegrafie, literele, cifrele și semnele sînt transmise cu ajutorul codurilor formate prin combinarea impulsurilor și a pauzelor dintre ele. De exemplu, la transmiterea informaţiilor prin codul Morse, semnalul electric apare ca o succesiune de impulsuri dreptunghiulare scurte (puncte) și lungi (linii), separate prin pauze egale cu durata impulsurilor scurte sau lungi (între litere). Spectrul cel mai larg al unei astfel de succesiuni se obţine atunci cînd se transmit numai puncte separate prin pauze scurte. Pentru a deosebi punctul de pauză este suficient să se păstreze în acest spectru numai primele trei armonice (fig. 4-6).

Astfel, lărgimea spectrului semnalului telegrafic este egală cu triplul frecvenţei f_1 de repetare a punctelor, separate prin pauze scurte,

$$F=3f_1.$$

La transmiterea a 100 de cuvinte pe minut, dacă numărul mediu al literelor dintr-un cuvînt este 6 și numărul mediu al punctelor pentru o literă este 10, frecvenţa f_1 va fi :

$$f_1=\frac{100\cdot 6\cdot 10}{60}=100 \text{ Hz},$$

adică $F=300$ Hz.

Pentru transmiterea vorbirii este necesară reproducerea frecvenţelor cuprinse în banda de 300—2000 Hz. De aceea, în radiotelefonia de serviciu (comercială) se folosește banda de frecvenţe de 300—2400 Hz.



Fig. 4-6. Semnalul telegrafic sub forma unei succesiuni de puncte și forma lui cînd se ţine seama numai de trei armonice.

Pentru o transmitere foarte bună a cîntecelor și muzicii este necesară banda de 30—15 000 Hz. Oscilaţiile acustice cu frecvenţe mai înalte nu sînt percepute de urechea omenească. Transmiterea unui spectru atît de larg este legată de multe greutăţi de ordin tehnic. De aceea, ne limităm la transmiterea unor spectre mai înguste, pornind de la următoarea apreciere a calităţii sunetului (tabela 4-2).

Tabela 4-2

Limita superioară a spectrului, Hz	Calitatea sunetului
15 000	Ideală
10 000	Inaltă
8 000	Bună
5 000	Satisfăcătoare

In televiziune, pentru reproducerea exactă a imaginii în mișcare, numărul de linii trebuie să fie suficient de mare. Conform standardului adoptat în U.R.S.S., numărul de linii este egal cu 625. Aceeași claritate este necesară de-a lungul dimensiunii orizontale a cadrului, care este de 4/3 ori mai mare decît dimensiunea verticală. Astfel, cadrul este format din $\frac{625\cdot 4\cdot 625}{3}\approx 500\,000$ de elemente (puncte) diferite. Frecvenţa maximă se obţine în cazul în care se transmite o succesiune de puncte negre și albe. La desfășurarea pe linii a unei astfel de succesiuni pentru fiecare cadru complet revin 250 000 de perioade, iar într-o secundă se transmit 25 de cadre. Prin urmare, frecvenţa maximă fundamentală a semnalului de televiziune este

$$f_1\approx 250\,000\cdot 25\approx 6 \text{ MHz}.$$

Această frecvență se ia drept frecvență superioară a spectrului semnalului de televiziune. Frecvența inferioară a spectrului, frecvență cu care se succed impulsurile de sincronizare, este de 50 Hz.

Astfel spectrele semnalelor conțin frecvențe relativ joase. Transmiterea directă a unor astfel de semnale, fără conductoare, nu poate fi realizată fără greutăți tehnice legate de emiterea lor. Emisia eficace și propagarea semnalelor la distanțe mari pot fi realizate numai la frecvențele inalte. De aceea, înainte de intrarea lui în linia de telecomunicație, spectrul semnalului trebuie să fie trecut în domeniul frecvențelor radio înalte. Această transformare se numește m o d u l a ț i e.

Caracteristicile principale ale semnalului și canalului de telecomunicații

Nu întotdeauna este necesară reprezentarea semnalului în funcție de timp sau spectrală. O caracterizare suficient de completă a proprietăților generale ale semnalului este dată de: 1) d u r a t a semnalului T; 2) l ă r g i m e a spectrului semnalului F și 3) n i v e l u l semnalului față de perturbații

$$H=\lg \frac{P_s}{P_p} \text{*)},$$

unde P_s este puterea medie a semnalului;

P_p — puterea medie a perturbației.

Produsul dintre aceste mărimi se numește v o l u m u l s e m n a l u l u i (fig. 4-7):

$$V=TFH.$$

Canalul de telecomunicații poate fi caracterizat și el prin trei mărimi: 1) timpul T_c în decursul căruia canalul

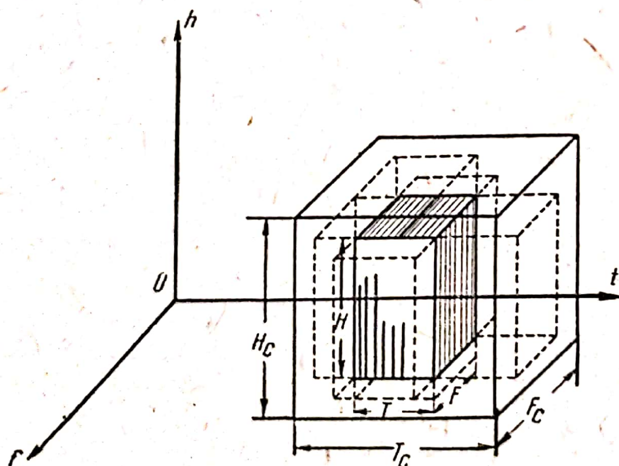


Fig. 4-7. Reprezentarea geometrică a volumului semnalului și a capacității canalului.

își îndeplinește funcțiile; 2) banda de frecvență F_c pe care o poate lăsa să treacă canalul și 3) banda de nivele H_c, care depinde de sarcinile admisibile ale aparaturii canalului.

*) Această caracteristică se mai numește gamă dinamică sau valoarea raportului semnal-zgomot.

Produsul dintre aceste mărimi se numește c a p a c i t a t e a c a n a l u l u i d e t e l e c o m u n i c a ț i i (fig. 4-7):

$$V_c=T_cF_cH_c.$$

Transmiterea semnalului prin canalul respectiv de telecomunicații este posibilă doar în cazul în care caracteristicile principale ale semnalului nu depășesc limitele caracteristicilor corespunzătoare ale canalului. Dacă această condiție nu este respectată, dar volumul semnalului nu-l depășește pe cel al canalului, atunci transmiterea semnalului este posibilă numai după adaptarea semnalului cu canalul, adaptare care constă în transformarea volumului semnalului. Felurile de transformare a volumului semnalului, folosite în radiocomunicații, precum și reprezentarea geometrică a acestor transformări sînt date în tabela 4-3. Aceste transformări trebuie să se realizeze fără micșorarea volumului semnalului sau fără pierderea informației cuprinse în semnal.

Dacă volumul semnalului depășește volumul canalului, atunci transmiterea semnalului fără pierderea informației nu se poate realiza prin acest canal.

Modulația

La orice tip de telecomunicații, transmiterea semnalului se realizează cu ajutorul unui p u r t ă t o r oarecare. Acesta trebuie să aibă proprietatea de a se propaga bine prin linia de telecomunicații. În telegrafie și telefonie ca purtător servește curentul electric continuu sau în impulsuri, iar în radiocomunicații se folosește unda electromagnetică, care se poate propaga fără conductoare la distanțe destul de mari.

Pentru a introduce informația în purtător, în partea de emisie se realizează modulația lui, adică se exercită o influență asupra unui parametru sau altuia al purtătorului (mărimea curentului, frecvența oscilației etc.), în conformitate cu informația transmisă. În tabelele 4-4 și 4-5 se arată tipurile de modulație folosite în telecomunicații; deosebirea dintre ele este determinată atît prin alegerea purtătorului, cît și prin alegerea parametrului acestuia, care urmează a fi transformat (modulat).

În radiocomunicații esența modulației constă în t r e c e r e a s p e c t r u l u i semnalului din domeniul frecvențelor joase în cel al frecvențelor radio înalte.

De exemplu, dacă prin canalul de radio se transmite un semnal pe frecvență joasă Ω_1 (un ton)

$$U=U_0+\Delta U\cos\Omega_1 t,$$

atunci, la modulația în amplitudine a purtătorului de înaltă frecvență

$$u=U\cos\omega_0 t,$$

amplitudinea purtătorului trebuie să varieze în conformitate cu semnalul de joasă frecvență:

$$u_{MA}=(U_0+\Delta U\cos\Omega_1 t)\cos\omega_0 t=U_0(1+m\cos\Omega_1 t)\cos\omega_0 t=$$

$$=U_0\cos\omega_0 t+mU_0\cos\omega_0 t\cos\Omega_1 t=$$

$$=U_0\cos\omega_0 t+\frac{mU_0}{2}\times\cos(\omega_0+\Omega_1)t+\frac{mU_0}{2}(\omega_0-\Omega_1)t,$$

unde $m=\frac{\Delta U}{U_0}$ este gradul de modulație, care caracterizează mărimea relativă de variație a amplitudinii purtătorului (adîncimea modulației).

Tabela 4-3

Denumirea transformării volumului semnalului	Condițiile de transformare	Imaginea geometrică transformată
Intirzierea	Semnalul este intirziat cu timpul t_0 cu ajutorul liniei de intirziere sau pe calea înregistrării și a reproducerii ulterioare. Caracteristicile fundamentale ale semnalului rămin neschimbate	h, t_0, H, F, T, t, f
Modulația (pe o bandă), schimbarea de frecvență, detecția	Intregul spectru al semnalului este transformat într-o nouă gamă de frecvență. Caracteristicile fundamentale ale semnalului rămin neschimbate	h, t_0, H, F, T, t, f
Amplificarea, atenuarea	Puterea semnalului și a paraziților cresc (descresc) de același număr de ori. Caracteristicile fundamentale ale semnalului rămin neschimbate	h, H, h_0, T, F, t, f
Inregistrarea și reproducerea cu viteze diferite	Semnalul este înregistrat cu viteza v și reprodus cu viteza $v_1=av$. Durata semnalului se reduce, iar lățimea spectrului crește de a ori. Raportul semnal-zgomot rămîne neschimbat	h, H, t, f
Acumularea	Semnalul este repetat de n ori la emisie și este însumat (acumulat) la recepție. Durata semnalului crește de n ori, iar raportul semnal-zgomot poate fi redus de n ori, fără pierderi de volum. Lărgirea spectrului rămîne neschimbată	h, F, t, h
Schimbarea codului	Schimbarea codului duce la schimbarea numărului de impulsuri necesare pentru transmiterea semnalului cu aceeași durată. Aceasta face să se modifice lărgimea gamei, dar permite să se aleagă un alt raport semnal-zgomot	h, T, T, t, f

Tabela 4-4

Tipul modulaţiei	Purtătorul	Parametrul modulat al purtătorului	Oscilaţia modulată (la modulaţie cu un ton): Reprezentarea în timp	Oscilaţia modulată (la modulaţie cu un ton): Spectrul	Ce determină lărgimea spectrului
Modulaţia cu microfon în telefonie	Curentul continuu	Mărimea curentului			Spectrul funcţiei ce modulează
Modulaţia în amplitudine (MA)	Oscilaţia sinusoidală de înaltă frecvenţă (purtătoare) ω_0	Amplitudinea oscilaţiei de înaltă frecvenţă			Spectrul funcţiei ce modulează
Modulaţia în frecvenţa (MF)		Frecvenţa oscilaţiei de înaltă frecvenţă			Adîncimea de modulaţie
Modulaţia în fază (MP)		Faza oscilaţiei de înaltă frecvenţă			Adîncimea de modulaţie şi spectrul funcţiei de modulaţie

Astfel, în urma acţiunii exercitate asupra amplitudinii purtătorului, în locul semnalului de joasă frecvenţă se obţin trei oscilaţii de înaltă frecvenţă: frecvenţa purtătoare ω_0 (frecvenţa purtătorului) şi două frecvenţe laterale $\omega_0+\Omega_1$ şi $\omega_0-\Omega_1$.

În cazul în care prin canalul radio nu se transmite o singură frecvenţă, ci un semnal complex, atunci frecvenţele laterale ale spectrului oscilaţiei modulate în amplitudine se transformă în benzi laterale (fig. 4-8). În acest caz, banda superioară ($\omega_0+n\Omega_1$) repetă spectrul semnalului modulat, iar banda inferioară ($\omega_0-n\Omega_1$) este simetrică cu cea superioară faţă de frecvenţa purtătoare ω_0.

Lărgimea spectrului oscilaţiei modulate în amplitudine este determinată de spectrul semnalului modulat şi este egală cu dublul frecvenţei maxime (Ω_m) a acestui spectru.

Spectre mai complexe şi mai largi se obţin la alte tipuri de modulaţie. Lărgimea spectrului oscilaţiei modulate în frecvenţă este determinată de deviaţia frecvenţei (dacă

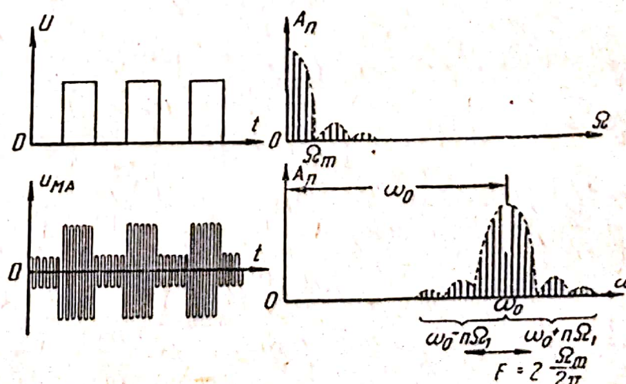


Fig. 4-8. Modulaţia în amplitudine a oscilaţiei de înaltă frecvenţă cu o succesiune periodică de impulsuri.

Tabela 4-5

Tipul modulației	Transportorul	Parametrul modulat al purtătorului	Oscilația modulată (la modulația cu impulsuri dreptunghiulare)		Ce determină lărgimea spectrului
			Reprezentarea în timp	Spectrul	
Modulația telegrafică	Curentul continuu	Direcția curentului	I, 0, t	I, 0, ω	Durata impulsului (practic viteza transmisiei)
		Mărimea curentului	I, 0, t		
Modulația impulsurilor în amplitudine (MIA)	Succesiunea periodică a impulsurilor scurte	Amplitudinea impulsurilor	u_{MIA}, 0, t	0, U, ω	Durata impulsurilor transportorului
Modulația impulsurilor în durată (MID)		Durata impulsurilor	u_{MID}, 0, t		
Modulația impulsurilor în frecvență (MIF)		Frecvența impulsurilor	u_{MIF}, 0, t		
Modulația impulsurilor în fază (MIP)		Faza (poziția) impulsurilor	u_{MIP}, 0, t		

ea este destul de mare), adică nu atît de spectru, cît de intensitatea semnalului de joasă frecvență (de care depinde deviația de frecvență). Lărgimea spectrului oscilației modulate în fază este determinată atît de intensitatea, cît și de spectrul semnalului de joasă frecvență.

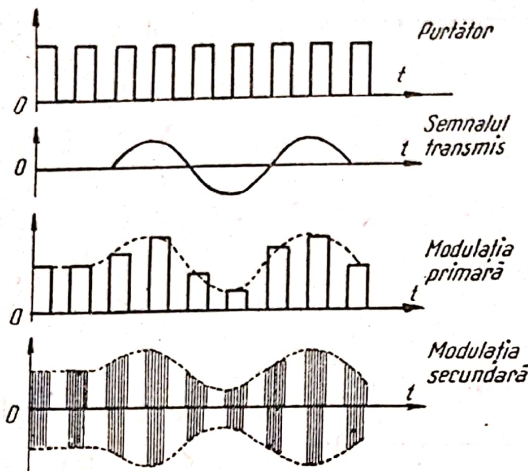


Fig. 4-9. Modulația în amplitudine a oscilației de înaltă frecvență modulată cu o succesiune de impulsuri.

În instalațiile de telecomunicații ce lucrează în impulsuri, drept purtător se folosește o succesiune de impulsuri scurte. Parametrii unei astfel de succesiuni sînt amplitudinea, frecvența, faza și durata impulsurilor.

În conformitate cu aceasta, distingem modulațiile impulsurilor în amplitudine, în frecvență, în fază și modulația impulsurilor în durată. Șirul de impulsuri modulate poate fi transmis prin conductoare. Lărgimea spectrului este determinată, în această situație, de durata impulsului τ (v. tabela 4-5).

Însă șirul modulat de impulsuri poate fi folosit și în transmisiunile radio pentru modulația secundară a purtătoarei de înaltă frecvență (fig. 4-9). În acest caz, spectrul șirului de impulsuri se deplasează în domeniul frecvențelor înalte.

Informații discrete și continue

Toate informațiile transmise prin canalele radio pot fi împărțite în două grupuri: informații d i s c r e t e și informații c o n t i n u e. În informația discretă urmează să se transmită diferite semne, litere. Ca un exemplu de informație discretă este textul. În informația continuă se transmit funcții continue de timp (de exemplu, sunetul la transmiterea muzicii sau a vorbirii).

Codificarea informației discrete

Transmiterea informației discrete se reduce la transmiterea numerelor. De exemplu, toate literele alfabetului (precum și cifrele și semnele de punctuație) pot fi numerotate și se pot transmite prin canalul de telecomunicații ca o succesiune corespunzătoare de numere. Bineînțeles că prin canalul de telecomunicații nu se transmit înseși cifrele, ci impulsurile ce le corespund: impulsuri de amplitudine sau durată diferită. Aceste impulsuri se numesc e l e m e n t e l e c o d u l u i.

Dacă numărul m al elementelor codului (baza codului) este egal cu numărul de semne ale alfabetului, atunci la transmiterea informației fiecare semn este transmis printr-un element de cod, iar numărul total n al elementelor semnalului este egal cu numărul de semne transmise. Această metodă de codificare este dezavantajoasă din punct de vedere economic. Ea cere puteri mari, pentru ca în condiții de perturbații să poată fi distins un număr mare de elemente de cod diferite, puterea acestora trebuind să fie mai mare decît mărimea semnalului parazit.

De aceea, pentru telecomunicații este mai avantajoasă folosirea unor coduri la care numărul de elemente m este mult mai mic decît numărul de semne ale alfabetului. Fiecare semn al alfabetului nu este transmis de un singur element de cod, ci de o anumită combinație a acestor elemente, numărul de elemente ale informației n cresc, dar diferența între semnalul util și semnalul parazit poate fi redusă.

Deosebit de avantajos este codul format din două elemente (codul binar). Un element al acestui cod poate fi impulsul de curent care depășește puțin semnalul parazit, iar celălalt element este format din lipsa acestui impuls. În acest caz, puterea semnalului util trebuie să depășească puterea semnalului parazit doar atît încît să se poată distinge existența impulsului de lipsa lui.

Ca exemplu, în fig. 4-10 s-a ales un alfabet format din primele șase litere ale alfabetului rus — A, B, V, G, D, E — și s-a format cuvîntul VEGA; apoi s-a realizat codificarea acestui cuvînt în codul în baza șase și în cel binar. În primul caz, fiecare semn al alfabetului se transmite cu ajutorul unui element, semnalul conține $n=4$ elemente, iar numărul nivelurilor semnalului transmis este egal cu șase. În al doilea caz, fiecare semn al alfabetului este

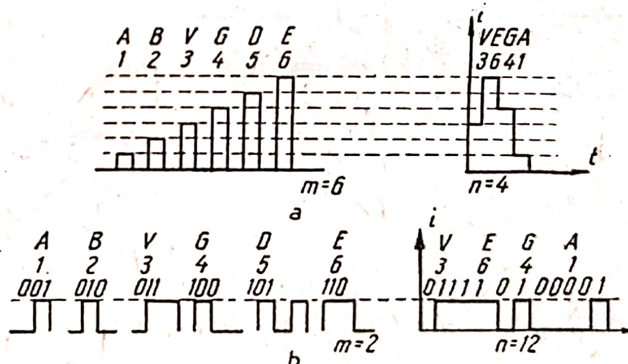


Fig. 4-10. Codificarea comunicației discrete a șase elemente de cod (a) și a două elemente de cod (b).

transmis printr-o combinație formată din trei semne a cîte două elemente ale codului; numărul elementelor semnalului crește pînă la $n=12$, în schimb numărul nivelurilor semnalului se reduce pînă la două.

Codificarea informației continue

Transmiterea informațiilor continue se reduce și ea la transmiterea unei succesiuni de numere discrete. Funcțiile continue de timp, transmise prin canalele de telecomunicații, au totdeauna o lărgime F limitată a spectrului. Pentru transmiterea funcției $f(t)$ cu spectrul limitat nu trebuie transmise toate valorile funcției, ci este suficient să

se transmită numai unele valori instantanee ale ei (fig. 4-11), luate la intervalele de timp

$$\Delta t=\frac{1}{2F}.$$

Astfel, funcţia cu durata finită T, cu spectrul limitat F, este determinată de anumite valori al căror număr este egal cu:

$$n=\frac{T}{\Delta t}=2FT.$$

Dacă aceste valori sînt transmise prin canalul de telecomunicaţii, atunci, pe baza lor, la recepţie, funcţia iniţială cu spectrul limitat poate fi restabilită în totalitate.

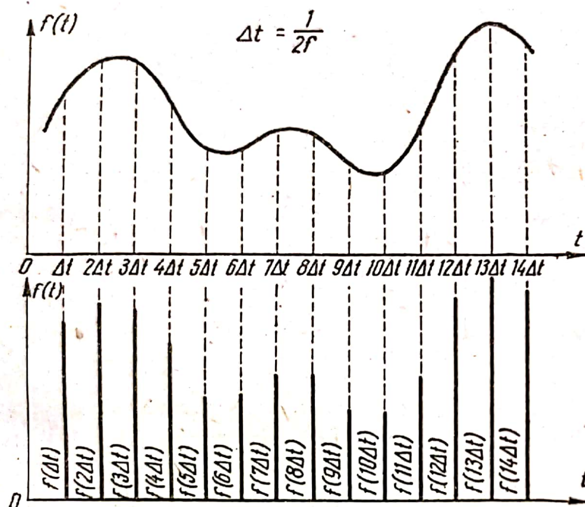


Fig. 4-11. Reprezentarea teoremei lui Kotelnikov.

Această lege, cunoscută în teoria telecomunicaţiilor ca teorema lui Kotelnikov, arată că între transmisia informaţiei discrete şi a celei continue nu există o deosebire esenţială. In ambele cazuri totul se reduce la transmiterea unor valori izolate, care pot fi numerotate şi codificate.

La codificarea acestor valori important este doar să se distingă acele valori ale funcţiei $f(t)$, între care diferenţa δ este de două ori mai mare decît valoarea maximă a semnalului parazit ξ_{max}:

$$\delta > 2\xi_{max}.$$

In cazul contrar semnalul parazit, suprapunîndu-se peste semnalul util, va transfera o valoare în alta şi la recepţie nu se va putea distinge semnalul util de cel parazit (fig. 4-12).

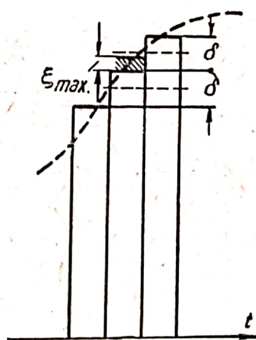


Fig. 4-12. Cuantificarea semnalului.

Astfel, dacă valoarea maximă a funcţiei continue este U_{max}, atunci ea trebuie să fie transmisă la un număr de niveluri diferite egal cu:

$$m=\frac{U_{max}}{\delta}.$$

Alegerea numărului finit m de niveluri pentru transmiterea funcţiei continue de timp se numeşte c u a n t i f i c a r e.

Considerînd aceste niveluri drept elemente de cod, adică numărul m ca bază a codului, putem transmite fiecare valoare a funcţiei $f(t)$ cu un singur impuls cu mărimea $i\delta(i=1, 2, 3, \ldots, m)$. In această situaţie numărul total de elemente (impulsuri) din semnalul cu durata T va fi:

$$n=2FT.$$

Este mai avantajos însă ca valorile funcţiei continue să fie transmise cu un cod cu baza m mai mică. In acest caz, fiecare valoare a funcţiei nu este transmisă printr-un element de cod, ci printr-o anumită combinaţie de elemente ale codului. Prin urmare, numărul n de elemente ale semnalului creşte, dar numărul $m\delta$ de niveluri necesare descreşte, ceea ce duce la un cîştig energetic.

Cea mai avantajoasă este transmiterea informaţiei continue cu ajutorul codului binar. Acest caz se numeşte c o d c u m o d u l a ţ i e î n i m p u l s u r i (fig. 4-13).

Trebuie menţionat că transmiterea funcţiei continue prin codul binar se poate efectua la orice fel de modulaţie (MIA, MIF, MIC şi MIP). De aceea, cu toată denumirea ce i s-a dat, codul cu modulaţie în impulsuri urmează a nu fi privit ca un tip de modulaţie independent, ci ca o aplicare a codului la un tip de modulaţie sau altul.

Numărul posibil de informaţii

Să presupunem că transmisia informaţiei se realizează cu un cod care conţine m elemente. Transmiţînd primul element al semnalului efectuăm alegerea din m elemente ale codului, adică prin această metodă se pot transmite m informaţii diferite. Transmiţînd cel de-al doilea element al semnalului efectuăm din nou alegerea din m elemente ale codului, dar numărul de combinaţii posibile ale elementelor codului în primele două elemente ale codului este egal cu m^2. Prin urmare, cu două elemente ale semnalului se pot transmite m^2 informaţii diferite. Trei elemente ale semnalului permit să se transmită m^3 informaţii diferite etc.

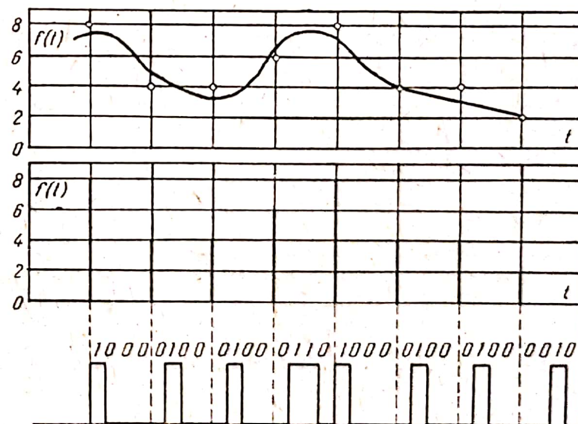


Fig. 4-13. Modulaţia în impulsuri a codurilor.

In cazul general n u m ă r u l p o s i b i l d e i n f o r m a ţ i i care pot fi transmise de semnalul format din n elemente, folosind un cod format din m elemente, este egal cu:

$$N=m^n.$$

De exemplu, în sistemul Baudot fiecare literă a alfabetului se transmite printr-o combinaţie de cinci impulsuri pozitive sau negative de curent de aceeaşi mărime. Deoarece aici $m=2$ şi $n=5$, cu ajutorul acestui sistem se pot transmite $m^n=2^5=32$ de litere.

Ca un al doilea exemplu să examinăm transmiterea funcţiei continue în timp. Presupunem că numărul de niveluri ale semnalului folosit pentru transmisie este egal cu 10, lărgimea spectrului semnalelor transmise nu depăşeşte 5 Hz, iar durata semnalului este egală cu 1 s. Ce număr de funcţii de timp diferite poate fi transmis în aceste condiţii ?

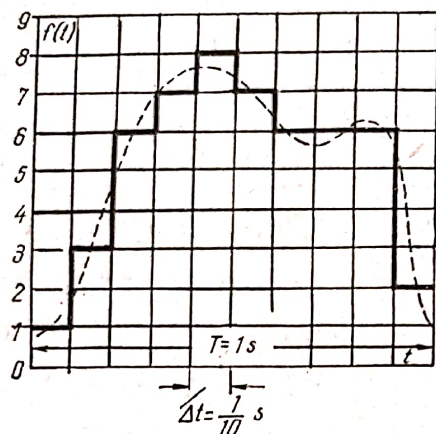


Fig. 4-14. Funcţia de timp continuă (punctată) şi cuantificată (se pot trasa 10^{10} astfel de curbe).

Aici $m=10$, iar numărul elementelor semnalului $n=\frac{T}{\Delta t}=2FT=2\cdot5=10$. Prin urmare, numărul de informaţii posibile este:

$$N=m^n=10^{10}.$$

Această cifră exprimă numărul diferitelor curbe în formă de trepte (cuantificate), care ar fi putut fi duse în fig. 4-14.

Astfel, baza m a codului şi numărul de elemente n din semnal determină numărul de informaţii posibile N la transmiterea atît a informaţiilor discrete, cît şi a celor continue.

Numărul informaţiilor

O problemă este aceea a alegerii informaţiei date din toate celelalte comunicări posibile. Cu cît este mai mare numărul de comunicări posibile, cu atît este mai amănunţită informaţia pe care o poartă. De exemplu, doi oameni îşi pot comunica o informaţie cu atît mai mare, cu cît este mai mare bagajul de cuvinte reciproc. Oamenii care vorbesc limbi diferite intîmpină greutăţi în transmiterea reciprocă a informaţiilor.

Astfel, numărul N de comunicări posibile poate servi drept unitate de măsură pentru **n u m ă r u l i n f o r m a ţ i i l o r** pe care le cuprinde comunicarea respectivă, deoarece acest număr arată din cîte comunicări posibile a fost aleasă comunicarea respectivă.

Insă, prin el însuşi, numărul N este incomod pentru caracterizarea numărului informaţiilor, pentru că el nu exprimă proporţionalitatea între numărul informaţiilor şi numărul n al elementelor semnalului şi, în afară de aceasta, adesea duce la valori prea mari.

De aceea, se obişnuieşte ca numărul de informaţii I să se măsoare cu logaritmul numărului N al comunicaţiilor posibile:

$$I=\log_2 N=\log_2 m^n=n \log_2 m.$$

Baza logaritmului, egală cu 2, este aleasă astfel pentru ca numărul minim de informaţii primite de la un element ($n=1$) în codul binar ($m=2$) să fie considerat ca unitate. Astfel, numărul informaţiilor se măsoară în unităţi binare.

Numărul de informaţii ce revine la un element al semnalului

$$I'=\frac{I}{n}=\log_2 m$$

se numeşte **c o n ţ i n u t u l c o m u n i c ă r i i**. In literatura străină de specialitate această mărime este numită **e n t r o p i e**.

Numărul informaţiilor purtate de semnal poate fi dat de caracteristicile fundamentale ale semnalului. Să presupunem că la intrarea dispozitivului de recepţie acţionează un amestec de semnal util şi de semnal parazit. Vom considera că prezenţa semnalului util poate fi observată dacă valoarea eficace a acestui amestec va depăşi valoarea eficace a semnalului parazit. Atunci numărul diferitelor niveluri este:

$$m=\frac{\sqrt{P_s+P_p}}{\sqrt{P_p}}\ ^{*)}.$$

Dacă lărgimea spectrului semnalului este F, atunci numărul de elemente din semnal este

$$n=2FT.$$

Prin urmare,

$$I=n\log_2 m=2FT\log_2\sqrt{\frac{P_s+P_p}{P_p}},$$

sau

$$I=FT\log_2\left(1+\frac{P_s}{P_p}\right).$$

Numărul de informaţii transmis prin sistemul de telecomunicaţii într-o unitate de timp,

$$C=\frac{I}{T}=F\log_2\left(1+\frac{P_s}{P_p}\right),$$

se numeşte capacitatea de transmisie a sistemului (sau viteza de transmitere a informaţiei).

De exemplu, capacitatea de transmisie a unui canal telegrafic, calculat pentru transmiterea semnalului la $F=300$ Hz şi $m=2$, este:

$$C=2F\log_2 m=600\log_2 2=600 \text{ unit. duble/s.}$$

Caracteristicile probabile ale semnalului

Dacă la emisie semnalul poate fi reprezentat printr-o funcţie oarecare de timp $f(t)$ (apropiată de funcţia periodică), atunci din punctul de vedere al destinatarului această reprezentare nu corespunde situaţiei adevărate.

---

*) Considerăm că semnalul util şi semnalul parazit sînt independente, de aceea puterile lor medii pot fi adunate.

Intr-adevăr, expeditorul (sau persoanele ce-l servesc) știe foarte mult despre semnalul transmis, pentru că la dispoziția lui se află și informația și codul care transformă informația în semnal. El poate înainte de transmitere să noteze semnalul și astfel să cunoască din timp fiecare valoare a lui. El poate, după bunul său plac, să schimbe semnalul (de exemplu pentru adaptarea lui cu canalul).

Destinatarul nu cunoaște atîtea amănunte despre semnal. In procesul transmisiei (pînă la sfîrșitul recepției) semnalul este pentru destinatar ceva neașteptat, într-o măsură sau alta. Numai în acest caz (la sfîrșitul recepției) semnalul îi aduce destinatarului o informație. Dacă la recepție semnalul ar fi putut fi reprezentat printr-o funcție oarecare de timp (cît mai apropiată de una periodică), atunci nu ar mai fi fost necesară transmiterea unui astfel de semnal, pentru că s-ar fi cunoscut din timp toate valorile lui viitoare.

In esență, la recepție trebuie să fie cunoscut doar codul adoptat în sistemul respectiv de telecomunicații. Pot exista, desigur, unele reprezentări despre caracteristicile generale ale semnalului așteptat sau presupuneri cu privire la caracterul comunicării transmise. In rest însă semnalul transmis este pentru destinatar un *proces de probabilitate*. Aceasta înseamnă că destinatarul poate cunoaște doar *totalitatea comunicărilor posibile* și *probabilitatea* apariției fiecăreia dintre aceste comunicări. Ca rezultat, la recepție, una dintre aceste comunicări se transformă dintr-un eveniment posibil într-unul real, iar toate celelalte, în evenimente imposibile.

Dependențele funcționale nu sînt utile pentru descrierea unor astfel de semnale. Deoarece în fiecare moment dat semnalul poate lua oricare din valorile posibile, cu un grad oarecare de probabilitate, caracteristica cea mai detaliată a semnalului așteptat este enumerarea valorilor lui posibile cu indicarea probabilității de apariție a fiecăreia dintre ele. Astfel de date despre semnal pot fi obținute doar ca rezultat al unor studii amănunțite ale proprietăților *statistice* ale diferitelor feluri de comunicări și semnale.

Din aceasta nu decurge că expresia dată mai sus pentru numărul de informații conținute în semnal ($I=n\log_2 m$) este greșită. Dar ea s-a obținut presupunîndu-se *probabilitatea egală* a oricăruia din cele m elemente ale codului. La probabilitatea inegală de apariție a acestor elemente, numărul de comunicări posibile este mai mic decît m^n și numărul informațiilor în semnal descrește.

Presupunem că n elemente ale semnalului sînt formate din m elemente ale codului h_i cu probabilitatea p_i *) de apariție a fiecărua din aceste elemente. Numărul de informații conținute într-un astfel de semnal este

$$I=-n\sum_{i=1}^{m} p_i \log_2 p_i .$$

Acest număr de informații este mai mic decît $n\log_2 m$ și numai pentru elementele egal probabile, adică pentru $p_1=p_2=\ldots=p_m=\frac{1}{m}$, el devine egal nu $n\log_2 m$.

Practic, aceasta înseamnă că este de dorit o astfel de prelucrare a semnalului înainte de transmisie, încît să se egalizeze probabilitățile de apariție a diferitelor elemente. Numărul informațiilor în volumul dat de semnale va fi în acest caz maxim, dar semnalul va fi distorsionat. De aceea, la recepție, el trebuie să sufere o transformare inversă pentru restabilirea formei inițiale. Aceste transformări se pot realiza numai în etajele neliniare, care, după cum se știe, schimbă distribuția probabilităților de apariție a elementelor comunicării.

Pentru transmiterea semnalului, care este un *proces întîmplător*, prezintă o mare importanță *interdependența* elementelor lui. Informația purtată de semnal descrește dacă după elementul respectiv de semnal h_i este posibil să apară anumite elemente din cele m posibile și nu oricare. Interdependența la limită rigidă a elementelor semnalului o prezintă cazul de dependență funcțională, la care numărul de informații transmise devine egal cu zero.

Dacă elementele comunicării nu sînt independente, adică apariția elementului dat h_j depinde de existența elementului precedent h_i, atunci la caracteristicile probabile ale semnalului se mai adaugă așa-numitele *probabilități convenționale* p_{ji}, care caracterizează probabilitatea apariției elementului h_j, dacă elementul precedent a fost h_i. In aceste condiții numărul informațiilor cuprinse în semnal poate fi determinat ca fiind

$$I=-n\sum_{i=1}^{m} p_i \sum_{j=1}^{m} p_{ji}\log_2 p_{ji} .$$

Deoarece legăturile de probabilitate dintre elementele semnalului reduc conținutul său, este rațional ca în procesul de prelucrare a semnalului să se scoată la iveală și să se înlăture aceste legături reciproce.

Din acest punct de vedere se obișnuiește să se distingă semnalele după indiciul *postacțiunii*. In semnalele fără postacțiune valorile următoare nu depind de cele precedente, adică legăturile reciproce de probabilitate dintre elemente lipsesc. In semnalele cu postacțiune, dimpotrivă, valoarea precedentă a semnalului influențează pe cea următoare sau seria de valori următoare ale semnalului. Cu cît este mai clar exprimată postacțiunea semnalului, cu atît este mai mare intervalul maxim de timp τ_m, în decursul căruia elementul dat al semnalului mai exercită influență asupra elementului care urmează după el.

O caracteristică comodă a gradului de postacțiune este *funcția de corelație*. Prin valorile sale $B(\tau)$ această funcție caracterizează gradul de influență pe care-l exercită un element al semnalului asupra unui alt element, în funcție de intervalul de timp τ, care separă aceste elemente. Cu cît este mai mare τ, cu atît este mai mică influența dintre elemente, de aceea, ca regulă, funcția de corelație descrește o dată cu creșterea lui τ (fig. 4-15). Intervalul de timp τ_m, pentru care funcția de corelație mai are o valoare destul de mare, se numește interval de corelație. Cu cît este mai mare intervalul de corelație, cu atît valorile mai îndepărtate ale semnalului mai păstrează încă legăturile de probabilitate.

O caracteristică importantă este *spectrul semnalului*. Insă noțiunea de spectru al amplitudinilor, introdusă pentru caracteristica spectrală a funcțiilor de timp, nu este utilă pentru caracteristica procesului întîmplător, deoarece diferitele procedee ale realizării acestui proces pot avea diferite spectre de amplitudini. De aceea, în locul spectrelor de amplitudini se introduce *spectrul statistic* $G(\Omega)$ al semnalului, care caracterizează distribuția puterii medii a semnalului după frecvențele care formează

*) Putem să considerăm această mărime ca un număr relativ al apariției unui element oarecare de cod într-un semnal foarte lung, adică $\frac{n_i}{n}\to p_i$ pentru $n\to\infty$.

semnalul. Astfel, spectrul $G\ (\Omega)$ reprezintă dependenţa de frecvenţă a densităţii medii spectrale a puterii ; valorile sale se măsoară în $\frac{W}{Hz}$.

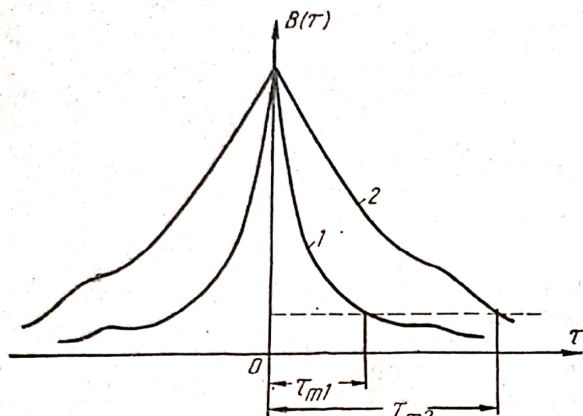


Fig. 4-15. Funcţia de corelaţie a semnalelor cu acţiune posterioară mică (1) şi mare (2).

Se numeşte lărgimea F a spectrului intervalul între frecvenţe pentru care $G\ (\Omega)$ mai are încă o valoare ce se poate sesiza (fig. 4-16).

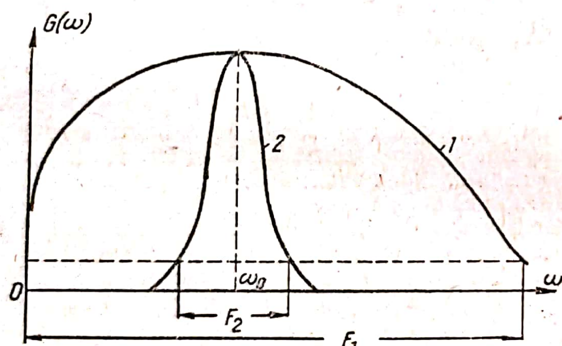


Fig. 4-16. Spectrul semnalelor cu acţiune posterioară mică (1) şi mare (2).

Spectrul semnalului şi funcţia sa de corelaţie nu sînt caracteristici de probabilitate independente ale semnalului. Ambele caracterizează interdependenţa dintre valorile semnalului. Cu cît în semnal postacţiunea este exprimată mai puternic, cu atît este mai mare intervalul de corelaţie τ_m şi cu atît este mai mică lărgimea spectrului F. Orice limitare a spectrului face să crească corelaţia. Produsul dintre intervalul corelaţiei τ_m şi lărgimea spectrului F este de ordinul unităţilor.

4-2. STABILITATEA LA PERTURBAŢII A COMUNICAŢIILOR RADIO

Perturbaţiile în radiocomunicaţii

Perturbaţiile sînt efecte electrice exterioare, care se suprapun pe semnalul transmis şi îngreuiază recepţionarea lui. Ele constituie factorul principal care determină intensitatea minimă a cîmpului la locul de recepţie, necesară pentru efectuarea normală a radiocomunicaţiilor.

Perturbaţiile în radiocomunicaţii sînt foarte variate atît ca provenienţă, cît şi prin proprietăţile lor fizice. Tensiunea perturbaţiilor radio poate avea formele cele mai diferite: ea este s i n u s o i d a l ă (perturbaţii de la aparatele medicale de diatermie, de la instalaţiile de călire prin curenţi de înaltă frecvenţă), î n i m p u l s u r i (perturbaţiile de la sistemele electrice de aprindere ale motoarelor cu ardere internă) şi cu totul h a o t i c ă (zgomotul termic).

Caracterul acţiunii nedorite a perturbaţiei depinde nu numai de proprietăţile ei fizice, ci şi de particularităţile canalului de radiocomunicaţie (felul modulaţiei, parametrii receptorului etc.). Dacă la intrarea receptorului perturbaţiile reprezintă nişte impulsuri atenuate care se succed în mod haotic, forma şi caracterul atenuării acestor impulsuri la ieşirea receptorului depind de lăţimea benzii de trecere a receptorului şi de forma curbei lui de rezonanţă. Cînd la intrare sînt impulsuri rare şi o bandă de trecere largă, atunci fiecare impuls, la ieşire, reuşeşte să se atenueze pînă la sosirea impulsului următor şi, în acest caz, perturbaţia are un c a r a c t e r d e i m p u l s u r i. Cînd impulsurile la intrare sînt dese şi banda de trecere este îngustă, atunci impulsurile de la ieşire se suprapun în timp şi perturbaţia are un caracter n e t e d.

In tabela 4—6 sînt prezentate tipurile principale de perturbaţii în radiocomunicaţii, cauzele lor fizice, deosebirile în ceea ce priveşte influenţa lor perturbatoare şi măsurile posibile de luptă împotriva lor (afară de măsurile radicale cum sînt creşterea puterii emiţătorului şi înlăturarea surselor de perturbaţii de la locul de recepţie).

Măsurarea perturbaţiilor (paraziţilor) radio este o problemă mai complicată decît măsurarea semnalelor de radio; aparatele folosite pentru măsurarea intensităţii cîmpului semnalelor radio nu sînt utile pentru măsurarea majorităţii tipurilor de perturbaţii radio. De aceea, a căpătat o largă extindere metoda măsurării perturbaţiilor radio pe calea determinării acţiunii lor asupra unei instalaţii de radiorecepţie standardizată. Metoda măsurării constă în compararea tensiunii perturbatoare cu o tensiune sinusoidală de înaltă frecvenţă, cu acţiune prelungită, echivalentă ca efect la ieşirea instalaţiei standardizate de măsurat perturbaţii. Ca unitate de măsură convenţională s-a adoptat microvoltul tensiunii sinusoidale echivalente.

Perturbaţii de fluctuaţie

Perturbaţiile de fluctuaţie se deosebesc de toate celelalte tipuri de perturbaţii radio atît prin răspîndirea lor foarte mare, cît şi prin faptul că ele, în principiu, nu pot fi înlăturate. Prin perturbaţii de fluctuaţie se înţeleg oscilaţiile întîmplătoare ale curenţilor şi tensiunilor din elementele aparaturii de radio, condiţionate de natura discretă a electricităţii.

De exemplu, fluctuaţiile curentului continuu (efectul de fracţionare) se explică prin diferenţa de număr a electronilor care intersectează secţiunea transversală a conductorului la intervale egale de timp, în comparaţie cu valoarea medie a acestui număr, care determină intensitatea curentului continuu. Fluctuaţiile curentului de alimentare a circuitului de placă al primului tub al receptorului provoacă fluctuaţii de tensiune pe sarcină, fluctuaţii care, fiind amplificate în etajele următoare, pot crea perturbaţii destul de mari la ieşirea receptorului.

Tabela 4-6

Denumirea perturbaţiei	Cauzele perturbaţiilor	Acţiunea perturbaţiilor	Măsurile de combatere a perturbaţiilor
Perturbaţii de la canale de radio invecinate	Suprapunerea spectrelor semnalelor purtătoare vecine ca frecvenţă altor canale radio	Suprapunerea peste programul canalului de radio propriu a programului transmis prin canalul de radio vecin; şuieratul datorit bătăilor dintre frecvenţele purtătoare ale canalelor de radio vecine	Distanţarea frecvenţelor purtătoare ale canalelor radio vecine cu cel puţin două jumătăţi de lărgime a spectrelor semnalelor; filtrarea frecvenţelor semnalului transmis care depăşeşte limitele benzii prevăzute; filtrarea armonicelor frecvenţelor purtătoare; stabilirea şi respectarea orarului de lucru al canalelor de radio; folosirea antenelor direcţionale
Perturbaţii industriale	Radiaţiile electromagnetice ale instalaţiilor industriale, medicale şi casnice de înaltă frecvenţă (topirea, călirea, uscarea cu înaltă frecvenţă etc.)	Zgomote şi trosnituri regulate; valoarea ecranului tubului catodic	Ecranarea dispozitivelor de înaltă frecvenţă care creează perturbaţii; folosirea antenelor direcţionale
	Radiaţii electromagnetice provocate de apariţia oscilaţiilor atenuate la formarea scînteilor în diferite dispozitive electrice (aparate de sudură electrică, transportul electric, sistemul de aprindere al motoarelor de automobil etc.)	Zgomote şi trosnituri dezordonate în difuzor; discontinuităţi dese şi dezordonate ale imaginii de pe ecranul tubului catodic. Se manifestă deosebit de puternic pe obiectele mobile (automobile, avioane, nave etc.), unde aparatura nu poate fi depărtată de sursele de perturbaţii	Preîntîmpinarea sau reducerea formării scînteilor; folosirea filtrelor pentru scurtcircuitarea căilor oscilaţiilor de înaltă frecvenţă; ecranarea aparaturii radio
Perturbaţii de fluctuaţie	Fluctuaţiile curentului de placă al roului, condiţionate de mişcarea termică a electronilor liberi în antenă şi în circuitele de intrare ale receptorului (zgomot termic)	Trosnituri în difuzor; zgomot şi micşorarea contrastului imaginii pe tubul catodic	Tipurile speciale de recepţie, bazate pe folosirea proprietăţilor semnalului, care-l fac să se distingă de perturbaţie, pentru separarea semnalului pe fondul perturbaţiilor
	Fluctuaţiile curentului de placă al primului tub din receptor în jurul valorii medii (efectul de fracţionare)		
Perturbaţii atmosferice	Radiaţiile electromagnetice ale descărcărilor atmosferice şi celelalte fenomene electrice atmosferice	Trosnituri neregulate puternice în difuzor	Trecerea în gamele de unde scurte sau ultrascurte, în care nu există perturbaţii atmosferice; folosirea antenelor direcţionale
Perturbaţii cosmice	Radiaţiile electromagnetice ale Galaxiei şi Soarelui (pe unde ultrascurte)	Se manifestă în cazul folosirii antenelor cu amplificare mare, îndreptate spre Soare sau spre centrul Galaxiei.	Sînt puţin studiate

Însă, practic, cele mai importante sînt fluctuaţiile de tensiune, provocate de mişcarea termică haotică a electronilor liberi în rezistenţele de intrare ale receptorului şi în antenă (zgomotul termic).

Perturbaţiile de fluctuaţie reprezintă o succesiune de impulsuri extrem de scurte, care au o înălţime arbitrară şi care se succed la intervale de timp arbitrare. Deoarece la baza fenomenului stă mişcarea termică, intervalele dintre impulsuri sînt de ordinul de timp al cursei moleculelor şi electronilor, iar durata impulsurilor este şi mai mică. Impulsurile atît de scurte au un spectru extrem de larg şi practic uniform. De aceea, perturbaţiile de fluctuaţie sînt numite zgomot alb (în analogie cu lumina albă); puterea spectrală G_p a acestor perturbaţii este considerată constantă în toate gamele de frecvenţe radio, iar puterea P_p a perturbaţiei de fluctuaţie, care acţionează asupra receptorului, se defineşte ca produsul dintre densitatea spectrală şi banda de frecvenţe lăsată să treacă de receptor

$$P_p = G_p 2\pi F.$$

De asemenea, puterea fluctuaţiilor termice este cu atît mai mare, cu cît este mai mare rezistenţa „de zgomot" R şi cu cît este mai mare temperatura absolută T a acestei rezistenţe. Valoarea medie practică a tensiunii zgomotului termic se determină cu ajutorul formulei

$$\overline{U_p^2} = 4kTRF,$$

unde $k=1{,}37 \cdot 10^{-23}$ W s/grad — este constanta lui Boltzmann.

Lărgimea imensă şi uniformitatea spectrului dovedesc că perturbaţiile de fluctuaţie formează un proces fără postacţiune. Funcţia de corelaţie a acestui tip de perturbaţii diferă de zero numai pentru $\tau=0$ (fig. 4-17).

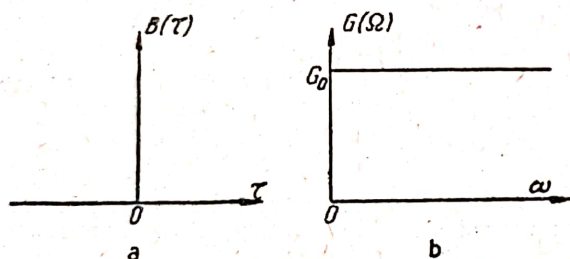


Fig. 4-17. Funcţia de corelaţie *(a)* şi spectrul zgomotului alb *(b)*.

În ceea ce priveşte înălţimea impulsurilor fluctuaţiilor termice, cele mai probabile sînt, desigur, impulsurile mici. Cu toate acestea, caracterul întîmplător al însumării numărului uriaş de perturbaţii mici admite apariţia unor valori oricît de mari, însă, cu cît este mai mare valoarea, cu atît este mai mică probabilitatea ei.

Proprietăţile zgomotului alb, indicate mai sus, ne silesc să-l considerăm drept tipul de perturbaţii cel mai dăunător şi cel mai greu de înlăturat. De aceea, la analiza stabilităţii la perturbaţii a comunicaţiei radio se porneşte tocmai de la existenţa acestei perturbaţii, care este cea mai periculoasă pentru transmisiunile radio.

Stabilitatea la perturbaţii

Prin stabilitatea la perturbaţii a transmisiunilor radio se înţelege capacitatea acestora de a asigura transmisia corectă a informaţiilor în condiţiile de existenţă a perturbaţiilor. Perturbaţiile introduc erori în informaţiile transmise şi, ca rezultat, în locul informaţiilor transmise sînt recepţionate altele. Corectitudinea în transmiterea informaţiilor este cu atît mai bine asigurată, cu cît este mai mică probabilitatea unei recepţii eronate. De aceea, aprecierea cantitativă a stabilităţii la perturbaţii a transmisiunilor radio poate fi făcută cu ajutorul mărimii inverse a probabilităţii erorii p_0.

O altă metodă de apreciere cantitativă a stabilităţii la perturbaţii o reprezintă compararea diferitelor sisteme de telecomunicaţii în ceea ce priveşte raportul dintre puterile medii ale semnalului şi perturbaţiei la ieşirea receptoarelor $\left(\frac{P_s}{P_p}\right)_{ieş}$ cu condiţia ca la intrarea receptoarelor acest raport $\left(\frac{P_s}{P_p}\right)_{intr}$ să fie constant. Dacă, de exemplu, folosirea unui dispozitiv sau a altuia duce la o creştere a raportului $\left(\frac{P_s}{P_p}\right)_{ieş}$ de 10 ori, atunci se spune că stabilitatea la perturbaţii a crescut de 10 ori.

Stabilitatea la perturbaţii a telecomunicaţiilor poate fi sporită numai pe calea creşterii volumului semnalului, adică în contul creşterii fie a puterii semnalului, fie a duratei sale, fie a lărgimii spectrului său. Metodele indicate mai jos pentru creşterea stabilităţii la perturbaţii a radiocomunicaţiilor confirmă această situaţie generală.

Cuantificarea

Atunci cînd există perturbaţii nu are sens să căutăm a obţine o mare exactitate a calculului la transmiterea valorilor instantanee ale semnalului, deoarece după recepţie calculul poate fi efectuat numai cu o precizie pînă la nivelul perturbaţiei.

De aceea, în liniile de radio moderne cu MIA şi MIC nu se transmit valorile exacte ale semnalului, ci cele cuantificate, adică pentru transmitere se foloseşte numărul finit m de valori permise (niveluri, gradaţii), care diferă cu o oarecare mărime finită δ, numită pasul de cuantificare. Dacă valoarea instantanee a semnalului apare între două niveluri permise, atunci ea este înlocuită cu nivelul cel mai apropiat (asemenea rotunjirii numerelor).

Dacă pasul de cuantificare se alege de două ori mai mare decît valoarea maximă a perturbaţiei

$$\delta > 2\xi_{max},$$

atunci, cu toate că semnalul este distorsionat de perturbaţie, după recepţie, cel mai apropiat nivel este cel care s-a transmis (v. fig. 4-12). Astfel se reuşeşte să se separe semnalul de perturbaţie.

Însă această descriere a metodei cuantificării cere două precizări.

În primul rînd, perturbaţiile de fluctuaţie nu pot fi limitate la o oarecare valoare maximă ξ_{max}. Sînt posibile valori oricît de mari ale lui ξ, dar probabilitatea lor este cu atît mai mică, cu cît este mai mare valoarea ξ. De aceea, inegalitatea precedentă trebuie înţeleasă nu ca o garanţie deplină împotriva greşelilor, ci ca o garanţie a faptului că probabilitatea erorii nu va depăşi o valoare oarecare p_0. Cu cît este mai mare pasul de cuantificare în comparaţie cu perturbaţia, cu atît este mai mică probabilitatea erorii p_0. Se consideră că pentru înlăturarea sigură

a perturbațiilor pasul de cuantificare trebuie să depășească de 10 ori nivelul mediu al perturbațiilor:

$$\delta > 10\sqrt{P_p}.$$

Însă creșterea pasului de cuantificare duce la necesitatea de a mări puterea semnalului, deoarece numărul m al nivelurilor semnalului trebuie să rămînă constant, dacă nu vrem să pierdem informația conținută în semnal. Astfel, creșterea stabilității la perturbații prin cuantificare se realizează în contul creșterii puterii semnalului.

În al doilea rînd, diferența dintre valorile reale și cuantificate ale semnalului este și ea o perturbație suprapusă peste semnal denumită perturbație de cuantificare. Astfel, în esență, cuantificarea este înlocuirea perturbației de fluctuație prin perturbația de cuantificare. Și, deși perturbația de cuantificare are o putere mai mare, ea înlătură fenomenul neplăcut de acumulare a perturbațiilor la retranslațiile repetate, deoarece la fiecare recepție se efectuează cuantificarea care restabilește nivelurile anterioare.

Alegerea tipului de modulație

Gradul de acțiune perturbatoare a diferiților paraziți depinde mult de tipul modulației. De aceea, cunoscînd tipul de perturbații se poate realiza o bună stabilitate la perturbații a sistemului de telecomunicații pe calea alegerii unei modulații puțin sensibile la aceste perturbații.

Sistemele de comunicații cele mai stabile la perturbații sînt sistemele de bandă largă, cu modulație în frecvență și cu modulația impulsurilor în cod.

Să comparăm, de exemplu, din acest punct de vedere modulația în amplitudine cu cea în frecvență.

Înainte de toate menționăm că chiar în cazul cel mai simplu de suprapunere peste oscilația purtătoare $\dot{U}_0$ a perturbației sinusoidale $\dot{U}_p$ cu frecvența $\omega \neq \omega_0$, diferită de cea purtătoare, aceasta provoacă atît modulația în frecvență, cît și în amplitudine a semnalului. În adevăr, din fig. 4-18 se vede că componenta radială $\dot{U}'_p$ a vectorului perturbației face să se modifice amplitudinea semnalului, iar componența normală $\dot{U}''_p$ face să se modifice faza și, prin urmare, frecvența. Situația este aceeași dacă perturbația $\dot{U}_p$ va avea o amplitudine, frecvență și fază care variază în mod haotic; amplitudinea și frecvența oscilației rezultante vor varia de asemenea în mod haotic.

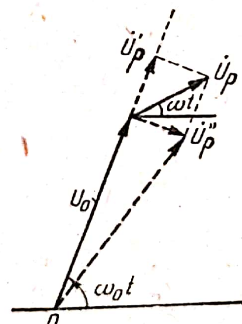


Fig. 4-18. Modularea oscilației purtătoare cu o perturbație sinusoidală.

Astfel, perturbația de fluctuație duce atît la modularea în amplitudine, cît și în frecvență a semnalului util.

Detectorul de amplitudine nu răspunde la variațiile frecvenței semnalului, dar detectorul de frecvență (discriminatorul) este sensibil atît la variațiile frecvenței, cît și la cele ale amplitudinii semnalului.

Modulația în frecvență este cea mai stabilă la perturbații.

La modulația în frecvență, variațiile de amplitudine a semnalului se înlătură ușor cu ajutorul limitatorului de amplitudine care se conectează totdeauna înaintea detectorului de frecvență.

Variațiile frecvenței semnalului MF care au mai rămas și care au fost provocate de perturbația de fluctuație au un efect mult mai mic în comparație cu efectul perturbator al variației amplitudinii semnalului MA.

În teorie se arată că dacă la intrarea receptoarelor pentru semnale MA și MF valorile raportului $\left(\frac{P_s}{P_p}\right)$ sînt mari și egale, atunci la ieșirea acestor receptoare

$$\left(\frac{P_s}{P_p}\right)_{MF} = 3\left(\frac{\Delta f}{F}\right)^2 \left(\frac{P_s}{P_p}\right)_{MA}.$$

Astfel, cîștigul MF în comparație cu MA depinde de raportul dintre deviația de frecvență Δf, care a apărut la MF, și lărgimea spectrului F al semnalului transmis. De exemplu, în radiodifuziunea cu MF se ia $\Delta f = 75$ kHz; $F = 5$ kHz și de aceea

$$\left(\frac{P_s}{P_p}\right)_{MF} = 675\left(\frac{P_s}{P_p}\right)_{MA},$$

adică folosirea modulației în frecvență este echivalentă cu creșterea puterii semnalului de cîteva sute de ori.

Este interesant de remarcat faptul că cîștigul nu este legat de creșterea puterii oscilației MF (la trecerea de la MA la MF puterea chiar descrește puțin), ci de creșterea lărgimii spectrului semnalului de înaltă frecvență de la $2F$ la MA pînă la $2\Delta f$ la MF. Prin urmare, în cazul modulației în frecvență, o stabilitate înaltă la perturbații se realizează în contul lărgirii spectrului semnalului.

Acumularea

Pentru separarea semnalului de perturbație poate fi folosită orice deosebire între ele. Dar la recepție, de cele mai multe ori, practic, nu se pot distinge unul de celălalt: atît semnalul cît și perturbația sînt procese întîmplătoare cu spectre ce se suprapun. Pentru mărirea stabilității la perturbații a transmisiunilor radio, în acest caz, este rațional ca semnalului să i se atribuie din timp o proprietate oarecare care să-l deosebească de perturbație.

Prin metoda acumulării se atribuie la emisie semnalului proprietatea de periodicitate (într-un interval de timp limitat), adică, mai simplu, se repetă de n ori fiecare valoare a semnalului h. La recepție toate semnalele recepționate, cu perturbația de fluctuație ξ care i s-a suprapus, se adună într-un dispozitiv de acumulare oarecare (condensator, tub catodic cu luminozitate remanentă etc.). Semnalul și perturbația se adună în mod diferit. Semnalul este tot timpul egal, de aceea adunarea este aritmetică și, în rezultat, se obține nh. Perturbația, de fiecare dată cînd se repetă, poate avea semne și valori diferite și, de aceea, se adună algebric; acumularea valorilor perturbației $\sum_{i=1}^{n} \xi_i$ are loc mai încet decît a semnalului. La un număr destul

de mare de repetări, raportul dintre semnalul și perturbațiile acumulate:

$$\frac{nh}{\sum_{i=1}^{n} \xi_i} = \frac{h}{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \xi_i}$$

poate fi făcut oricît de mare, deoarece zgomotul alb fluctuează în jurul zeroului și media aritmetică $\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \xi_i$ a valorilor lui este cu atît mai mică, cu cît este mai mare numărul n de valori.

Desigur că pentru acumularea semnalului este necesar timp și, prin urmare, în acest caz, creșterea stabilității la perturbații se realizează în contul c r e ș t e r i i d u r a t e i s e m n a l u l u i.

Dar se poate înlătura și mărirea duratei semnalului. Repetarea semnalului este doar una dintre metodele de obținere a modelelor de semnal, pentru adunarea lor ulterioară. Conform celeilalte metode, numărul necesar de modele n ale semnalului poate fi transmis spre receptor prin n canale de frecvență independente, ale căror benzi nu se suprapun. Dacă toate semnalele sînt identice iar perturbațiile sînt independente, atunci însumarea modelelor semnalului și perturbației suprapuse peste acesta va duce la rezultate analoge. In acest caz, creșterea stabilității la perturbații se realizează în c o n t u l l ă r g i r i i s p e c t r u l u i s e m n a l u l u i.

Filtrarea optimă

In receptor semnalul trece printr-o serie de filtre. Filtrarea semnalului permite dezacordarea de pe stațiile de radio vecine și, în afară de aceasta, mărește stabilitatea la

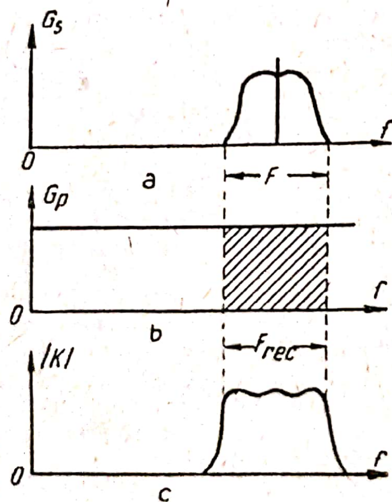


Fig. 4-19. Spectrul semnalului (a), spectrul perturbației (b) și caracteristica filtrului de bandă al receptorului (c).

perturbații a transmisiunii radio, pentru că limitează spectrul perturbațiilor de fluctuație, amplificate împreună cu semnalul (fig. 4-19), ceea ce este echivalent cu limitarea puterii perturbației,

$$P_p = G_p \cdot 2\pi F_{rec}.$$

De aici se vede că din punctul de vedere al stabilității la perturbații a telecomunicațiilor banda de frecvențe, lăsată să treacă prin receptor, nu trebuie să depășească lățimea spectrului semnalului (din păcate, în practică acest lucru nu se respectă din cauza instabilității frecvenței purtătoare și a greutăților legate de acordul exact).

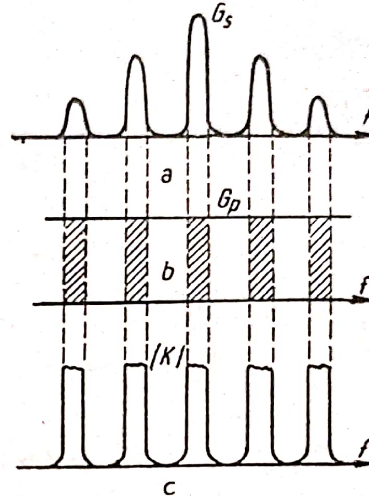


Fig. 4-20. Spectrul semnalului periodic (a), spectrul perturbației (b) și caracteristica filtrului în formă de pieptene (c).

Acesta este rolul filtrării obișnuite a semnalului. Însă, dacă semnalul este periodic (într-un interval de timp limitat), atunci filtrarea poate fi folosită pentru a mări stabilitatea la perturbații a transmisiunii radio mult mai bine.

Spectrul semnalului periodic este format din benzi înguste separate (fig. 4-20). Folosind această situație, se poate construi un filtru care să lase să treacă frecvențe cuprinse în limitele acestor benzi. Semnalul periodic va trece printr-un astfel de filtru fără distorsiuni, iar puterea perturbației de fluctuație la ieșirea receptorului va fi cu atît mai mică, cu cît sînt mai înguste benzile filtrului. Datorită formei originale a caracteristicii, acest filtru a fost numit î n f o r m ă d e p i e p t e n e, iar filtrarea realizată cu ajutorul unui astfel de filtru se numește f i l t r a r e o p t i m ă, spre deosebire de filtrarea obișnuită.

Folosirea filtrului în formă de pieptene duce la o creștere cu atît mai mare a raportului $\frac{P_s}{P_p}$, cu cît sînt mai înguste benzile. La rîndul lor, benzile pot fi făcute cu atît mai înguste, cu cît semnalul se apropie mai mult de cel periodic (la limită benzile se transformă în linii). Dar creșterea periodicității semnalului duce la creșterea duratei sale, adică se ajunge la o repetare simplă a semnalului. Astfel, metoda filtrării optime duce la creșterea stabilității la perturbații în contul c r e ș t e r i i d u r a t e i s e m n a l u l u i.

Metoda corelației

Separarea semnalului de perturbație poate fi realizată pe calea studierii caracteristicilor de probabilitate a amestecului semnalului cu perturbația, amestec care intră în receptor. De exemplu, în m e t o d a c o r e l a ț i e i este analizată funcția de corelație a amestecului semnalului cu perturbația.

Dacă semnalul este periodic, atunci funcția lui de corelație este funcția periodică a intervalului de corelație τ (fig. 4-21). In ce privește funcția de corelație a perturbației, în ea lipsește periodicitatea, iar dincolo de limitele intervalului de corelație τ_p, ea este practic egală cu zero. De aceea, funcția de corelație a amestecului semnalului și

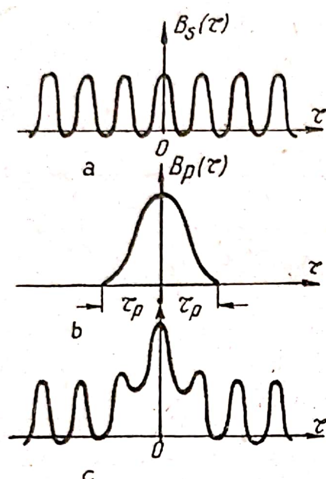


Fig. 4-21. Funcția de corelație a semnalului periodic *(a)*, a perturbației periodice *(b)* și a amestecului lor *(c)*.

perturbației reflectă prezența perturbației numai în limitele intervalului de corelație τ_p. Dacă însă la determinarea corelației se compară valorile amestecului semnalului cu perturbația, deplasate cu intervale de timp mari $\tau > \tau_p$, atunci, în valorile funcției de corelație, partea de perturbație va lipsi și ele vor demonstra doar prezența semnalului.

Pentru studierea oricăror caracteristici de probabilitate este necesar un timp oarecare și, prin urmare, metoda corelației face să crească stabilitatea la perturbații în c o n t u l c r e ș t e r i i d u r a t e i s e m n a l u l u i.

4-3. ACȚIUNEA SEMNALULUI ASUPRA CIRCUITELOR RADIOTEHNICE LINIARE

Fenomene liniare în instalațiile radiotehnice

Instalațiile radiotehnice sînt formate din circuite radiotehnice, care se caracterizează printr-o mare varietate atît ca structură, cît și ca funcții îndeplinite. Impărțirea circuitelor radiotehnice se face, obișnuit, în l i n i a r e și n e l i n i a r e. Circuitele liniare sînt supuse principiului suprapunerii efectelor (v. § 3-2). Ele sînt formate din elemente liniare (rezistență, inductanță, capacitate), care fie că sînt distribuite pe lungimea conductoarelor din care este format circuitul radiotehnic, fie că sînt concentrate în anumite puncte ale acestor conductoare. In primul caz se vorbește despre c i r c u i t e c u p a r a m e t r i i d i s t r i b u i ț i, iar în cel de-al doilea se vorbește despre c i r c u i t e c u p a r a m e t r i i c o n c e n t r a ț i. Circuitele radiotehnice neliniare nu sînt supuse principiului suprapunerii și, afară de elementele liniare, menționate, cuprind și elemente neliniare (v. § 4-4).

Circuitele liniare din instalațiile radiotehnice îndeplinesc funcțiile de transmitere a semnalelor electrice. Astfel, ele reprezintă niște c u a d r i p o l i care au două borne de intrare și două de ieșire (fig. 4-22). Tensiunea electrică $U_1(t)$, care vine la intrarea cuadripolului, se numește a c ț i u n e. Tensiunea $U_2(t)$, obținută la ieșirea cuadripolului, se numește r ă s p u n s.

Deosebirile dintre circuitele radiotehnice liniare constau, în special, în raportul dintre acțiune și răspuns.

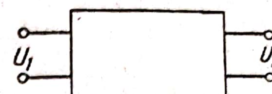


Fig. 4-22. Schema cuadripolului.

Circuitele destinate pentru transmiterea nedistorsionată a semnalelor electrice se numesc l i n i i. In ele răspunsul trebuie să repete, cît se poate de exact, acțiunea.

In a m p l i f i c a t o a r e de asemenea se caută să se evite distorsionarea formei acțiunii, dar răspunsul trebuie să depășească ca putere (sau amplitudine) acțiunea. Puterea suplimentară, necesară pentru aceasta, este dată de sursele de alimentare.

Insă nu totdeauna răspunsul trebuie să repete acțiunea. Uneori, de exemplu, se cere înlăturarea unor frecvențe din spectrul acțiunii. Această funcție este îndeplinită de f i l t r e. In alte cazuri se cere o anumită întîrziere a răspunsului în comparație cu acțiunea; aceasta se realizează în l i n i i l e d e î n t î r z i e r e. Se poate realiza acumularea acțiunii în așa-numitul c i r c u i t d e i n t e g r a r e, sau obținerea unui răspuns proporțional cu viteza de variație a acțiunii în așa-numitul c i r c u i t d e d i f e r e n ț i e r e etc.

Răspunsul circuitului liniar depinde atît de acțiune, cît și de proprietățile circuitului. In conformitate cu reprezentările în funcție de frecvență și de timp a semnalului (v. fig. 4-1), proprietățile circuitelor radiotehnice liniare pot fi descrise cu ajutorul c a r a c t e r i s t i c i l o r d e f r e c v e n ț ă ș i c a r a c t e r i s t i c i l o r d e t i m p.

Coeficient de transmisie

Caracteristica de frecvență a circuitului radiotehnic poartă numele de c o e f i c i e n t d e t r a n s m i s i e. El reprezintă raportul dintre amplitudinea complexă a răspunsului și amplitudinea complexă a acțiunii:

$$K(\omega)=\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}.$$

Semnalul real, care acționează asupra circuitului radiotehnic, este format dintr-o serie de componente sinusoidale. Cunoscînd aceste componente ale acțiunii și coeficientul de transmisie pentru fiecare din frecvențele spectrului transmis, este ușor să se găsească toate componentele răspunsului:

$$\dot{U}_2=K(\omega)\dot{U}_1.$$

De aici, în particular, rezultă relația simplă dintre densitățile spectrale ale răspunsului și acțiunii:

$$\Phi_2(\omega)=|K(\omega)|\ \Phi_1(\omega),$$

adică spectrul răspunsului $\Phi_2(\omega)$ este egal cu spectrul acțiunii $\Phi_1(\omega)$ înmulțit cu coeficientul de transmisie. Ca ilustrare a acestei reguli este transformarea spectrului acțiunii cu ajutorul filtrului de bandă, al cărui coeficient de transmisie diferă de zero numai în banda F a frecvenței transmise (fig. 4-23).

Coeficientul de transmisie este o mărime complexă:

$$K(\omega)=A(\omega)\,e^{-j\varphi(\omega)}.$$

Modulul coeficientului de transmisie este egal cu raportul amplitudinilor reale ale răspunsului și acțiunii

$$A(\omega)=\frac{|\dot{U}_2|}{|\dot{U}_1|}=\frac{U_2}{U_1}$$

și se numește caracteristica de frecvență și amplitudine a circuitului.

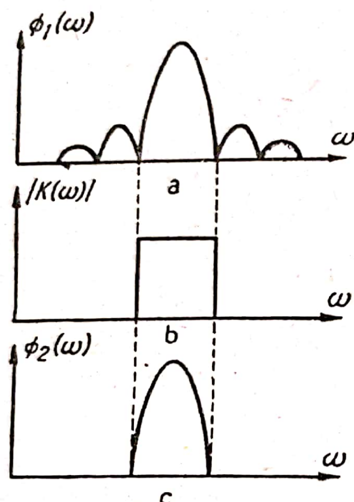


Fig. 4-23. Spectrul de acțiune (*a*), caracteristica de amplitudine și frecvență a filtrului (*b*) și spectrul răspunsului (*c*).

Argumentul coeficientului de transmisie $\varphi(\omega)$ exprimă defazarea dintre tensiunile sinusoidale de la ieșirea și intrarea circuitului și se numește caracteristica de fază și frecvență.

Funcția de trecere

Caracteristica de timp a circuitului radiotehnic este funcția de trecere. Pentru determinarea ei ne imaginăm că pînă la un oarecare moment de timp nu s-a manifestat nici o acțiune asupra circuitului, iar apoi la intrarea circuitului s-a aplicat o tensiune constantă egală cu unitatea:

$$\sigma(t)=1.$$

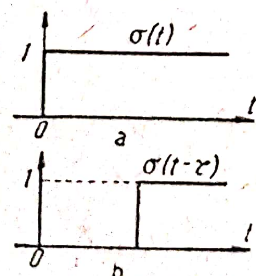


Fig. 4-24. Funcția unitară fără întîrziere (*a*) și cu întîrziere (*b*).

O astfel de acțiune se numește funcția unitară sau funcție de comutare (fig. 4-24).

Răspunsul circuitului la acțiune, obținut sub forma funcției unitare, se numește funcție de trecere $h(t)$.

Funcția de trecere este deosebit de comodă pentru analiza proceselor care decurg în timp și, în particular, a proceselor tranzitorii. Orice acțiune complexă asupra circuitului electric poate fi reprezentată ca sumă de funcții unitare. Cunoscînd răspunsul sistemului la funcția unitară, se poate găsi pe această cale

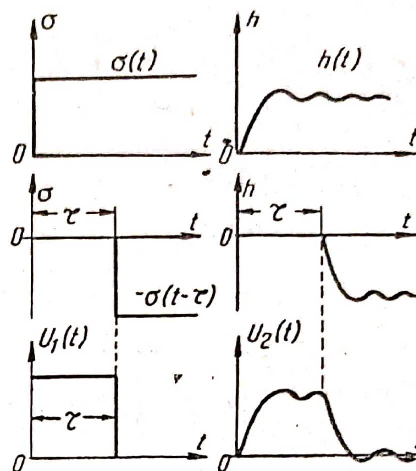


Fig. 4-25. Folosirea funcției de transfer pentru determinarea procesului tranzitoriu dat de un impuls dreptunghiular.

răspunsul la o acțiune oricît de complexă. Ca ilustrare, în fig. 4-25 este arătată calea de studiu a procesului tranzitoriu în circuitul asupra căruia acționează un impuls dreptunghiular format din suma a două funcții unitare.

Circuitul oscilant serie

Se numește circuit oscilant serie circuitul format din condensatorul C, bobina de inducție L și rezistența R, legate în serie. Pentru ca în circuit să aibă loc oscilații forțate neamortizate este necesar ca el să se alimenteze de la o sursă de oscilații care poate fi conectată în serie (fig. 4-26) sau în paralel (v. fig. 4-30) cu ambele elemente reactive.

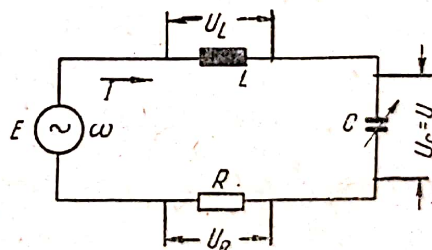


Fig. 4-26. Circuitul oscilant serie.

Conectarea în serie se folosește pentru sursele cu rezistența internă mică. Conectînd elementele în serie cu rezistența R, obținem impedanța circuitului serie:

$$Z=\frac{\dot{E}}{\dot{I}}=R+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right).$$

Modulul acestei impedanțe este

$$|Z|=\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Defazarea dintre f.e.m. a sursei și curentul din circuit se determină din relația

$$\operatorname{tg}\varphi=\frac{\omega L-\frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Impedanța minimă a circuitului serie este:

$$Z_{min}=R,$$

atunci cînd există relația

$$\omega L=\frac{1}{\omega C},$$

adică atunci cînd frecvența sursei de oscilații (sau frecvența purtătoare a semnalului recepționat) coincide cu frecvența oscilațiilor libere din circuit:

$$\omega=\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Acest caz poartă denumirea de r e z o n a n ț ă, iar frecvența $\omega=\omega_0$ se numește f r e c v e n ț ă d e r e z o n a n ț ă. La rezonanță, în circuitul serie pot fi observate următoarele fenomene:

1) reactanța inductivă este compensată de reactanța capacitivă, cu care este numeric egală, dar are semn opus;

2) curentul din circuit devine maxim;

3) curentul din circuit coincide ca fază cu f.e.m. a sursei ($\varphi=0$);

4) f.e.m. aplicată circuitului se consumă în întregime pe rezistența ohmică, deoarece tensiunile de pe elementele reactive se compensează reciproc. Datorită acestui fapt, rezonanța din circuitul serie se numește rezonanța tensiunilor.

Cele spuse se ilustrează bine prin diagramele vectoriale ale tensiunilor pe elementele circuitului serie (fig. 4-27).

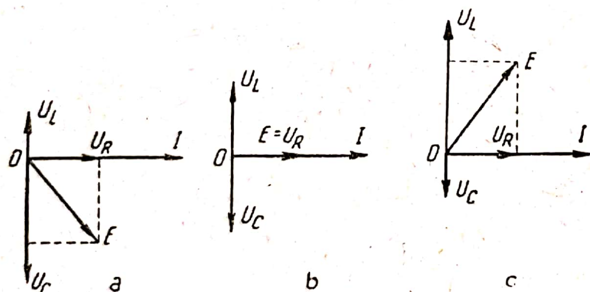


Fig. 4-27. Diagramele vectoriale ale tensiunilor în circuitul serie la frecvențe mai mici decît cea de rezonanță (a), la rezonanță (b) și la frecvențe mai mari decît cea de rezonanță (c).

Acordul circuitului serie la rezonanță cu frecvența purtătoare a semnalului primit se face prin condensatorul cu capacitate variabilă. De pe același condensator se ia, de obicei, tensiunea de ieșire:

$$U=I\frac{1}{\omega C}=\frac{E}{|Z|}\cdot\frac{1}{\omega C}=\frac{E}{\omega C\sqrt{R^2+\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)^2}}=$$

$$=\frac{E}{\sqrt{(1-\omega^2LC)^2+\omega^2R^2C^2}}=\frac{E}{\sqrt{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2+\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\cdot\frac{R^2C}{L}}}.$$

Dezacordul circuitului este diferența dintre frecvența de rezonanță și frecvența oscilațiilor:

$$\Delta\omega=\omega-\omega_0.$$

În acest caz, pentru frecvențele apropiate de cea de rezonanță $\omega\approx\omega_0$ este natural ca mărimea

$$\varepsilon=\frac{\omega^2}{\omega_0^2}-1=\frac{\omega^2-\omega_0^2}{\omega_0^2}=\frac{(\omega_0+\omega)(\omega-\omega_0)}{\omega_0^2}\approx\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

să fie numită d e z a c o r d u l r e l a t i v.

Se obișnuiește să se numească a t e n u a r e a circuitului mărimea

$$d=\frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}}=\frac{R}{\rho},$$

unde

$$\rho=\sqrt{\frac{L}{C}}=\omega_0L=\frac{1}{\omega_0C}$$

se numește i m p e d a n ț a c a r a c t e r i s t i c ă a c i r c u i t u l u i.

Folosind aceste notații, se obține expresia pentru caracteristica frecvență-amplitudine a circuitului, utilă pentru frecvențele apropiate de cea de rezonanță.

$$A=\frac{U}{E}=\frac{1}{\sqrt{\varepsilon^2+d^2}}.$$

Reprezentarea grafică a caracteristicii de frecvență-amplitudine a circuitului se numește c u r b ă d e r e z o n a n ț ă. O familie de curbe de rezonanță, pentru diferite atenuări d ale circuitului, este reprezentată în fig. 4-28. Cu cît este mai mică atenuarea circuitului, cu atît este mai ascuțit vîrful și mai abruptă panta curbei de rezonanță.

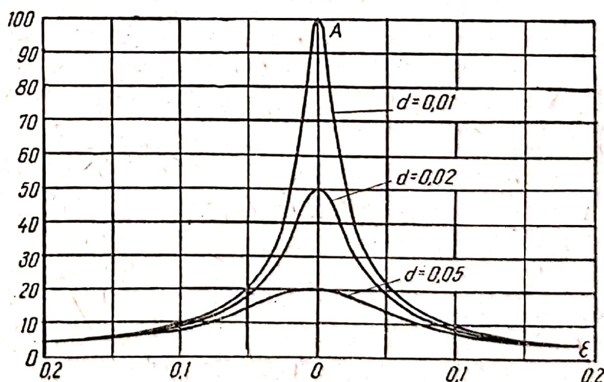


Fig. 4-28. Curba de rezonanță a circuitului oscilant.

La acordul circuitului la rezonanță pe frecvența sursei de oscilații, se obține:

$$A_{max}=\frac{U_{max}}{E}=\frac{1}{d}.$$

Mărimea inversă atenuării se numește f a c t o r u l d e c a l i t a t e al circuitului:

$$Q=\frac{1}{d}=\frac{\rho}{R}.$$

În circuitele radiotehnice moderne această mărime poate ajunge de ordinul 200—300. Factorul de calitate al circuitului arată de cîte ori valoarea de rezonanță a tensiunii de pe elementul reactiv depășește f.e.m. aplicată circuitului.

$$U_{max}=QE.$$

Caracteristica de rezonanță ascuțită permite să se realizeze selecția semnalului util pe calea acordului circuitului la rezonanță pe frecvența purtătoare a semnalului, adică separarea lui de mulțimea celorlalte semnale, care au o altă frecvență; acestea apar pe panta curbei de rezonanță și sînt atenuate în comparație cu semnalul util.

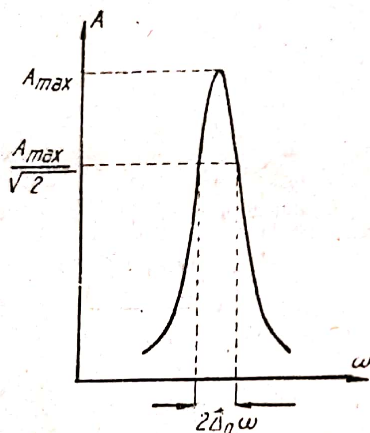


Fig. 4-29. Determinarea benzii de trecere a circuitului.

Dar atenuînd semnalele canalelor de radio vecine, circuitul trebuie să lase să treacă fără o atenuare vizibilă toate componentele spectrului semnalului util. Pentru aceasta circuitul trebuie să aibă o bandă de trecere $2\Delta_0\omega$ (fig. 4-29) destul de largă, care se determină la nivelul

$$A_0=\frac{A_{max}}{\sqrt{2}}=0{,}707A_{max}.$$

Lărgimea benzii de trecere a circuitului poate fi ușor găsită din condiția

$$A_0=\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0^2+d^2}}=\frac{A_{max}}{\sqrt{2}}=\frac{1}{d\sqrt{2}}.$$

De aici

$$\varepsilon_0=d$$

unde

$$\varepsilon_0\approx\frac{2\Delta_0\omega}{\omega_0}.$$

Astfel

$$2\Delta_0\omega=\omega_0 d,$$

adică banda de trecere a circuitului este cu atît mai mare, cu cît este mai mare atenuarea lui.

Circuitul oscilant paralel

În cazul circuitului paralel, reactanțele și sursa de oscilații sînt conectate în paralel (fig. 4-30). Această conectare se folosește atunci cînd circuitului i se aplică o sursă de oscilații cu rezistență internă R_i mare. Admitanța celor două ramuri paralele conectate la sursa de oscilații este egală cu suma admitanțelor fiecărei ramuri:

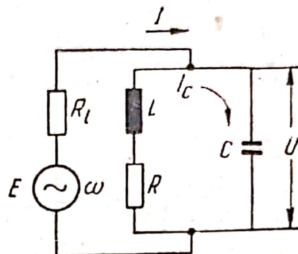


Fig. 4-30. Circuitul oscilant paralel.

$$\frac{1}{Z}=\frac{1}{R+j\omega L}+j\omega C=$$

$$=\frac{1-\omega^2LC+j\omega RC}{R+j\omega L}.$$

Modulul impedanței circuitului paralel este

$$|Z|=$$

$$=\sqrt{\frac{R^2+\omega^2L^2}{(1-\omega^2LC)^2+\omega^2R^2C^2}}=\omega_0L\sqrt{\frac{\frac{R^2}{(\omega_0L)^2}+\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2+\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\cdot\frac{R^2C^2}{LC}}}=$$

$$=\rho\sqrt{\frac{d^2+\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2+d^2\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}.$$

La dezacorduri mici $\frac{\omega}{\omega_0}\approx 1$, $d\ll\frac{\omega}{\omega_0}$ și

$$|Z|\approx\rho\frac{1}{\sqrt{\varepsilon^2+d^2}}.$$

La rezonanță ($\varepsilon=0$) impedanța circuitului paralel devine activă și atinge valoarea sa maximă

$$|Z|_{max}=\frac{\rho}{d}=\frac{\rho^2}{R}.$$

În conformitate cu aceasta, curentul I în circuitul paralel la rezonanță este minim. La frecvențele care depășesc frecvența de rezonanță ($\omega>\omega_0$) reactanța capacitivă este mai mică decît cea inductivă, iar prin capacitate circulă un curent mai mare și impedanța circuitului are o reactanță capacitivă; dimpotrivă, la frecvențele mai mici decît cea de rezonanță ($\omega<\omega_0$), impedanța circuitului are o reactanță inductivă. La rezonanță reactanțele (și curenții) din ambele ramuri sînt egale ca mărime și contrare ca semn. Curentul din circuit atinge valori mari, pentru că i se opune doar o rezistență ohmică R. Rezonanța din circuitul paralel se numește rezonanța curenților.

Coeficientul de transmisie al curentului este

$$K=\frac{\dot{U}}{\dot{E}}=\frac{\dot{I}Z}{\dot{E}}=\frac{\dot{E}Z}{\dot{E}(Z+R_i)}=\frac{Z}{Z+R_i}.$$

Dacă

$$R_i \gg |Z|_{max},$$

atunci

$$A=|K| \approx \frac{|Z|}{R_i} = \frac{\rho}{R_i} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon^2+d^2}},$$

adică caracteristicile de frecvență-amplitudine ale circuitului paralel și serie diferă doar printr-un factor constant. Astfel, pentru $R_i \gg |Z|_{max}$, curba de rezonanță și banda de trecere a circuitului paralel sînt aceleași ca și la circuitul serie format din aceleași elemente.

Dacă însă rezistența internă R_i a sursei de oscilații și impedanța circuitului $|Z|_{max}$ au același ordin de mărime, atunci curba de rezonanță devine mai puțin ascuțită. In acest caz, în expresia pentru caracteristica de frecvență-amplitudine, în locul valorii d, trebuie să introducem valoarea

$$d'=d\left(1+\frac{\rho^2}{R \cdot R_i}\right).$$

Circuite paralele complexe

Uneori își găsesc aplicație circuitele paralele complexe, a căror inductanță sau capacitate este conținută în ambele ramuri ale circuitului (fig. 4-31). Să presupunem că

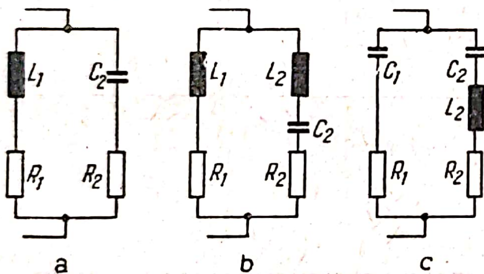


Fig. 4-31. Circuite paralele complexe :
a — circuitul de tipul I ; *b* — circuitul de tipul II ; *c* — circuitul de tipul III.

distribuția elementelor respective în ramurile circuitului se realizează prin coeficienții p și q, astfel că

$$L_1=pL, \quad \text{iar} \quad C_1=\frac{C}{q},$$

unde

$$L=L_1+L_2, \quad \text{iar} \quad C=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}.$$

Reactanța uneia dintre ramuri, de exemplu a celei din stînga, este

$$\rho'=\omega_0L_1-\frac{1}{\omega_0C_1}=\omega_0pL-\frac{q}{\omega_0C}=\rho(p-q).$$

Impedanța la rezonanță a circuitului este

$$|Z|_{max}=\frac{(\rho')^2}{R}=\frac{\rho^2}{R}(p-q)^2,$$

unde $R=R_1+R_2$.

Aceasta indică posibilitatea de a varia între limite largi impedanța de rezonanță $|Z|_{max}$, în funcție de distribuția inductanței și a capacității între ramurile paralele ale circuitului. Frecvența de rezonanță rămîne constantă, ea fiind determinată de inductanța totală L și capacitatea totală C, la parcurgerea serie a circuitului. Astfel, în particular, se alege impedanța optimă în circuitul de placă al generatorului cu tuburi. Valoarea maximă $|Z|_{max}$ corespunde cazului în care întreaga inductanță este concentrată într-o ramură, iar capacitatea, în cealaltă (fig. 4-30).

Circuite cuplate

Dacă două circuite oscilante sînt cuplate electric sau magnetic prin elemente comune, atunci variațiile stării electrice survenite într-unul dintre circuite provoacă variații corespunzătoare în celălalt. Elementul comun prin care are loc influența reciprocă a circuitelor se numește *elementul de cuplaj*, iar circuitele se numesc *circuite cuplate*.

În tabela 4-7 sînt date diferite metode de realizare a cuplajului între două circuite. Gradul de cuplaj al circuitelor este determinat de *coeficientul de cuplaj*

$$K_{cupl}=\frac{X_{cupl}}{\sqrt{X_IX_{II}}} \qquad 0 \leqslant K_{cupl} \leqslant 1,$$

unde X_{cupl} este reactanța elementului de cuplaj, iar X_I și X_{II} sînt reactanțele circuitelor, care au aceleași semne cu reactanța de cuplaj.

Influența circuitelor constă în aceea că curentul din primul circuit creează pe reactanța de cuplaj o f.e.m. care provoacă apariția unui curent în circuitul al doilea. La rîndul său, curentul din circuitul al doilea creează o f.e.m. în primul circuit.

Schimbarea regimului de lucru al unui circuit din cauza influenței exercitate de celălalt poate fi apreciată comod cu ajutorul *rezistențelor reflectate*.

De exemplu, influența celui de-al doilea circuit asupra primului se reduce la reflectarea în primul circuit a rezistenței ohmice

$$R_{ref}=\frac{X^2_{cupl}}{|Z_2|^2}R_2$$

și a reactanței

$$X_{ref}=-\frac{X^2_{cupl}}{|Z_2|^2}X_2,$$

unde $Z_2=R_2+jX_2$ este impedanța celui de-al doilea circuit.

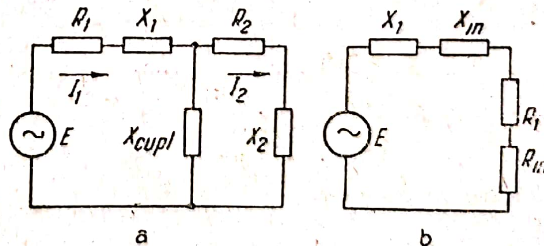


Fig. 4-32. Circuite cuplate (*a*) și schema lor echivalentă (*b*).

În fig. 4-32 este reprezentată schema echivalentă a primului circuit, ținîndu-se seama de influența circuitului al doilea. În această schemă rezonanța are loc pentru

$$X_1-\frac{X^2_{cupl}}{|Z_2|^2}X_2=0$$

Tabela 4-7

Denumirea tipului de cuplaj	Schema circuitelor cuplate	Reactanța de cuplaj	Coeficientul de cuplaj
Cuplajul prin transformator (inductiv)		$X_{cupl}=\omega M_{cupl}$	$k_{cupl}=\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}$
Cuplajul prin autotransformator (galvanic)		$X_{cupl}=\omega L_{cupl}$	$k_{cupl}=\frac{L_{cupl}}{\sqrt{(L_0+L_1)(L_{cupl}+L_2)}}$
Cuplajul capacitiv intern		$X_{cupl}=-\frac{1}{\omega C_{cupl}}$	$k_{cupl}=\sqrt{\frac{C_1C_2}{(C_1+C_{cupl})(C_2+C_{cupl})}}$
Cuplajul capacitiv extern		–	$k_{cupl}=\frac{C_{cupl}}{\sqrt{(C_1+C_{cupl})(C_2+C_{cupl})}}$
Cuplajul mixt (combinat)		$X_{cupl}=\omega L_{cupl}-\frac{1}{\omega C_{cupl}}$	$k_{cupl}=\frac{L_{cupl}-\frac{1}{\omega^2C_{cupl}}}{\sqrt{(L_1+L_{cupl})(L_2+L_{cupl})}}$

sau, considerînd $Z_2\approx X_2$,

$$X_1X_2-X_{cupl}^2=0.$$

Inlocuind în această expresie valorile concrete ale reactanțelor (tabele 4-7) și rezolvînd în raport cu frecvența se poate constata că în unele condiții circuitul echivalent are nu una, ci două frecvențe de rezonanță.

De exemplu, în cazul cuplajului prin transformator a două circuite identice, la coeficienți de cuplaj mici

$$k_{cupl}<d$$

circuitul echivalent are o frecvență de rezonanță. Curba de rezonanță are un singur maxim pînă la așa-numitul cuplaj critic

$$k_{cupl\cdot cr}=d.$$

Dacă cuplajul continuă să crească, apar două frecvențe de rezonanță

$$f_1=\frac{f_0}{\sqrt{1-k_{cupl}}}\quad \text{și}\quad f_2=\frac{f_0}{\sqrt{1+k_{cupl}}},$$

care diferă cu atît mai mult una față de alta cu cît este mai puternic cuplajul dintre cele două circuite. Aceste frecvențe se numesc frecvențe de cuplaj, deoarece nu sînt determinate numai de frecvența de rezonanță f_0 a circuitelor, ci și de gradul de cuplaj dintre ele. Dependența frecvențelor de cuplaj de coeficientul de cuplaj este reprezentată în fig. 4-33.

Rezonanța la frecvențele de cuplaj are loc datorită reactanței

$$X_{ref} = -\frac{X^2_{cupl}}{|Z_2|^2} X_2$$

introdusă în primul circuit, care la $f > f_0$ deplasează frecvența de rezonanță într-o parte, iar la $f < f_0$ o deplasează în cealaltă parte, deoarece din cauza schimbării semnului lui X_2 se schimbă și semnul reactanței reflectate X_{ref}.

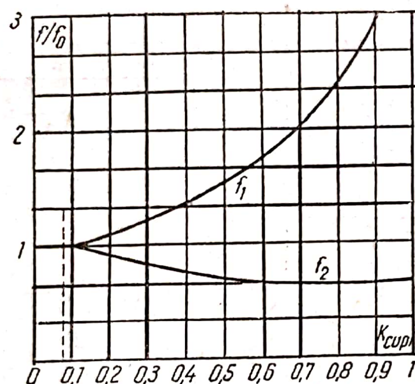


Fig. 4-33. Frecvențele de cuplaj.

In fig. 4-34 se arată influența coeficientului de cuplaj asupra formei curbei de rezonanță a circuitelor cuplate.

O proprietatea importantă a circuitelor cuplate este posibilitatea de reglare a benzii de trecere prin modificarea gradului de cuplaj între circuite (fig. 4-34). Pînă la cuplajul

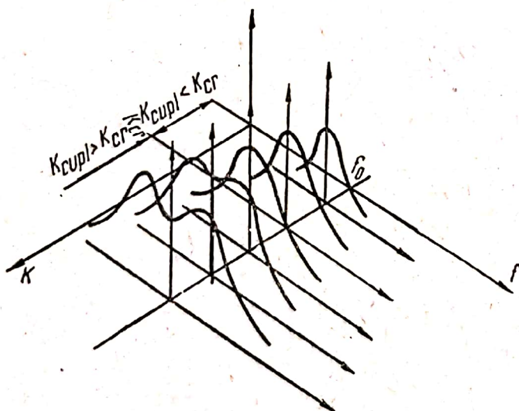


Fig. 4-34. Familia curbelor de rezonanță ale circuitelor cuplate.

critic ($k_{cupl} \ll d$), banda de trecere a două circuite echivalente cuplate inductiv diferă puțin de banda de trecere a fiecărui circuit în parte:

$$2\Delta_0\omega_{cupl} \approx 2\Delta_0\omega.$$

Dar pentru cuplajul critic ($k_{cupl.cr} = d$):

$$2\Delta_0\omega_{cupl\ cr} = 1{,}41(2\Delta_0\omega).$$

Dacă valoarea cuplajului continuă să crească, atunci banda se lărgește, iar uniformitatea de trecere a frecvențelor se înrăutățește, pentru că pe curba de rezonanță apare o depresiune. Această depresiune se consideră admisibilă pînă la nivelul $\frac{A_{max}}{\sqrt{2}}$, la care se determină banda de trecere. Acest caz limită corespunde coeficientului de cuplaj $k_{cupl} = 2{,}41\,d$ și benzii de trecere

$$2\Delta_0\omega_{cupl\ max} = 3{,}1(2\Delta_0\omega).$$

Lărgirea benzii mai departe nu este utilă din cauza slăbirii puternice a frecvențelor medii ale spectrului.

Lărgimea mare a benzii de trecere și pantele abrupte ale curbei de rezonanță a circuitelor cuplate arată că acestea din urmă au proprietăți selective mult mai bune decît cele ale circuitelor izolate (fig. 4-35).

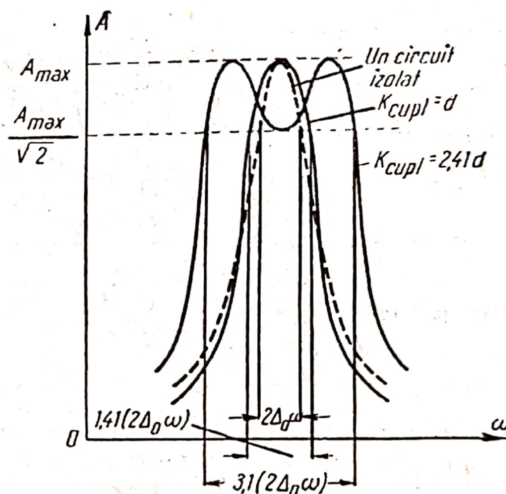


Fig. 4-35. Determinarea benzii de trecere a două circuite cuplate identice.

Rezonanța la frecvențele de cuplaj corespunde valorii maxime a curentului I_1 din primul circuit. Insă, practic, este mult mai important să se acordeze circuitele astfel, încît să se obțină curentul I_2 maxim în circuitul al doilea. Rămînînd neschimbate frecvența ω și tensiunea E a sursei de oscilații, acest lucru poate fi realizat pe trei căi: 1) variația reactanțelor din primul circuit; 2) variația reactanțelor din cel de-al doilea circuit și 3) variația gradului de cuplaj între circuite. In funcție de ordinea folosirii acestor trei metode (sau de combinarea lor) sînt posibile patru cazuri de a acorda circuitele cuplate pe valoarea maximă a curentului în cel de-al doilea circuit (tabela 4-8).

R e a c t a n ț e l e p a r ț i a l e permit să se obțină valorile maxime ale curentului I_{2m}, dar nu valorile maxime posibile. Valoarea maximă posibilă a curentului în circuitul al doilea I_{2mm}, curentul maxim maximorum, este dată de r e z o n a n ț a c o m p l e x ă ș i t o t a l ă. Cuplajul optim la realizarea rezonanței totale este c u p l a j u l c r i t i c

$$k_{cupl\ cr} = \sqrt{d_1 d_2}.$$

Tabela 4-8

Denumirea metodei de obţinere a curentului maxim în circuitul al doilea	Ordinea de acord a circuitelor cuplate	Condiţia de obţinere a valorii maxime a curentului în circuitul al doilea	Mărimea curentului în primul şi în al doilea circuit
Prima rezonanţă parţială	Acordul (variaţia capacităţii sau a inductanţei) primului circuit	$\frac{X_1}{X_2}=\frac{X_{cupl}^2}{\lvert Z_2\rvert^2}$	$I_{2m\,I}=\dfrac{E}{\dfrac{\lvert Z_2\rvert}{X_{cupl}}R_1+\dfrac{X_{cupl}}{\lvert Z_2\rvert}R_2}$ $I_1=I_{2m\,I}\dfrac{\lvert Z_2\rvert}{X_{cupl}}$
A doua rezonanţă parţială	Acordul (variaţia capacităţii sau a inductanţei) celui de-al doilea circuit	$\frac{X_2}{X_1}=\frac{X_{cupl}^2}{\lvert Z_1\rvert^2}$	$I_{2m\,II}=\dfrac{E}{\dfrac{\lvert Z_1\rvert}{X_{cupl}}R_2+\dfrac{X_{cupl}}{\lvert Z_1\rvert}R_1}$ $I_1=I_{2m\,II}\dfrac{\lvert Z_2\rvert}{X_{cupl}}$
Rezonanţa complexă	Acordul unuia dintre circuite şi alegerea cuplajului optim intre circuite. De exemplu, se îndeplineşte condiţia primei rezonanţe parţiale, iar apoi se strînge cuplajul acordîndu-se suplimentar primul circuit (acordul celuilalt circuit nu se schimbă)	$\frac{X_1}{X_2}=\frac{R_1}{R_2}=\frac{X_{cupl}^2}{\lvert Z_2\rvert^2}=\frac{\lvert Z_1\rvert^2}{X_{cupl}^2}$ (este suficientă respectarea a două dintre aceste egalităţi)	$I_{2mm}=\dfrac{E}{2\sqrt{R_1R_2}}$ $I_1=\dfrac{E}{2R_1}$
Rezonanţa totală	Acordul pe frecvenţa generatorului a fiecăruia dintre circuite în parte şi alegerea cuplajului optim intre circuite	$X_1=0;\quad X_2=0;$ $X_{cupl}=\sqrt{R_1R_2}$	$I_{2mm}=\dfrac{E}{2\sqrt{R_1R_2}}$ $I_1=\dfrac{E}{2R_1}$

La cuplajul critic, valoarea I_{2mm} se obţine pentru o singură frecvenţă. Cînd cuplajul este mai mare decît cel critic, atunci obţinerea lui I_{2mm} este posibilă pe două frecvenţe (frecvenţe de cuplaj). Cînd cuplajul este mai mic decît cel critic, obţinerea lui I_{2mm} este imposibilă.

Filtrele

Se numeşte f i l t r u e l e c t r i c dispozitivul care lasă să treacă oscilaţiile de anumite frecvenţe cu o atenuare mică, iar oscilaţiile de frecvenţe diferite, cu o atenuare mare. Frecvenţele oscilaţiilor lăsate de filtru să treacă fără o atenuare mare, formează b a n d a d e t r e c e r e a filtrului. Frecvenţele reţinute de filtru formează b a n d a d e o p r i r e a filtrului. Frecvenţa aflată la limita dintre aceste benzi se numeşte f r e c v e n ţ a de tăiere f_t.

In funcţie de aşezarea benzii de trecere pe scara de frecvenţe, distingem:

1) f i l t r e t r e c e - j o s, care lasă să treacă fără atenuare mare oscilaţiile cu frecvenţa mai joasă de o anumită frecvenţă de tăiere f_t;

2) f i l t r e t r e c e - s u s, care lasă să treacă fără atenuare mare toate frecvenţele care depăşesc o oarecare frecvenţă de tăiere f_t;

3) f i l t r e t r e c e - b a n d ă, care lasă să treacă fără atenuare mare oscilaţiile dintr-o anumită bandă de frecvenţe de la f_{t1} pînă la f_{t2};

4) f i l t r e o p r e ş t e - b a n d ă, care atenuează mult oscilaţiile dintr-o anumită bandă de frecvenţe de la f_{t1} pînă la f_{t2}.

Atenuarea tensiunii (sau a curentului) de către filtru este determinată de raportul dintre amplitudinea U_1 a tensiunii de la intrare şi amplitudinea U_2 a tensiunii de la ieşire. De obicei acest raport este exprimat în decibeli

$$b=20\lg\frac{U_1}{U_2}\quad [\mathrm{dB}]$$

şi se numeşte a m o r t i z a r e a f i l t r u l u i (a nu se confunda cu amortizarea circuitului oscilant!).

Funcţia de frecvenţă a amortizării filtrului se numeşte c a r a c t e r i s t i c a d e f r e c v e n ţ a a a m o r t i z ă r i i filtrului.

Filtrele cele mai simple sînt reactanţele şi combinaţiile lor. De exemplu, căderea de tensiune pe bobina de inducţie este cu atît mai mică, cu cît este mai mică frecvenţa iar pe condensator, dimpotrivă, este cu atît mai mică, cu cît este mai mare frecvenţa. Astfel, bobina de inducţie conectată în serie în circuit poate servi drept filtru trece-jos, iar condensatorul conectat în serie poate servi drept filtru trece-sus. Fenomenele de rezonanţă în circuitele oscilante serie şi paralel permit folosirea lor ca filtre trece-bandă sau opreşte-bandă (în funcţie de conectarea circuitului). Nici unul dintre aceste circuite nu permite delimitarea

clară a frecvențelor care sînt lăsate să treacă și a celor reținute. Rezultate ceva mai bune pot fi obținute folosindu-se circuite cuplate drept filtre de bandă.

Indici mult superiori au filtrele în formă de cuadripoli, formate din reactanțe legate în formă de Г, T sau П (fig. 4-36).

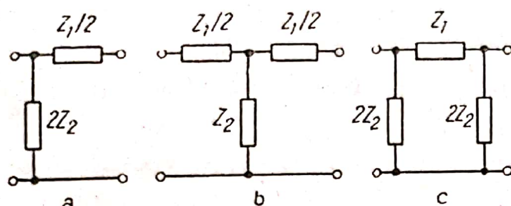


Fig. 4-36. Schemele celulelor de filtre electrice: *a* – celula în Г; *b* – celula în T; *c* – celula în П.

Dacă produsul dintre reactanțele conectate în serie și în paralel ale acestor cuadripoli nu depinde de frecvență

$$Z_1Z_2=K^2$$

(K fiind o constantă), atunci aceste filtre se numesc filtre de tip K. Condiția care determină banda de trecere a acestor filtre este inegalitatea

$$-1\leqslant\frac{Z_1}{4Z_2}\leqslant 0.$$

In tabela 4-9 sînt date schemele și caracteristicile de frecvență ale amortizării elementelor în formă de T și de П ale filtrelor de tipul K.

Creșterea amortizării cînd $\omega>\omega_s$ în filtrele trece-jos se explică prin creșterea rezistenței ramurilor inductive serie și descreșterea rezistenței ramurilor capacitive paralel.

Creșterea amortizării pentru $\omega<\omega_s$ în filtrele trece-sus se explică prin creșterea rezistenței ramurilor capacitive serie și descreșterea rezistenței ramurilor inductive paralele.

Creșterea amortizării dincolo de limitele benzii de trecere a filtrelor de bandă se explică prin creșterea impedanței circuitului serie și descreșterea impedanței circuitului paralel pe măsura depărtării de frecvența de rezonanță a acestor circuite, care se află în limitele benzii de trecere.

Creșterea amortizării în limitele benzii de oprire a filtrelor oprește-bandă se explică prin creșterea impedanței circuitului paralel și descreșterea rezistenței circuitului serie pe măsura apropierii de frecvența de rezonanță a acestor circuite, aflată în limitele benzii de oprire.

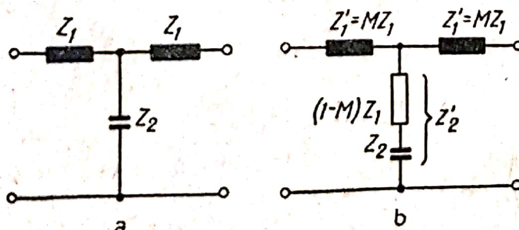


Fig. 4-37. Formarea filtrului de tipul M (*b*) din filtrul de tipul K (*a*).

Neajunsurile filtrelor de tipul K sînt: 1) panta mică a caracteristicilor de frecvență ale amortizării; 2) greutatea de a acorda filtrul cu sursa de oscilații și cu sarcina. Posibilitatea de a elimina aceste lipsuri o dă redistribuirea reactanțelor în ramurile serie și paralel ale elementelor filtrului. De exemplu, în ramurile serie ale filtrului trece-jos se lasă numai a M-a parte din inductanță, iar restul inductanței se transportă în ramura paralel (fig. 4-37). Ca rezultat, în ramura paralel a filtrului se formează un circuit serie. Pe măsura apropierii de frecvența de rezonanță ω_0 a acestui circuit, acțiunea de șuntare a ramurii paralel a filtrului crește, ceea ce provoacă creșterea pantei caracteristicii de frecvență a atenuării. La rezonanță în ramura paralel filtrul este scurtcircuitat și amortizarea lui devine infinit de mare. Aceasta permite să se îmbunătățească mult panta caracteristicii de frecvență a amortizării filtrului (fig. 4-38). În același timp se asigură o adaptare mai bună a filtrului cu impedanța de sarcină.

Caracteristicile unor asemenea filtre depind de parametrul de calcul M. De aceea, aceste filtre sînt numite filtre de tipul M. Deoarece produsul dintre inductanța și capacitatea totală la trecerea de la filtrul de tipul K la filtrul de tipul M rămîne neschimbat, frecvențele de tăiere și banda de trecere a filtrelor de ambele tipuri sînt egale.

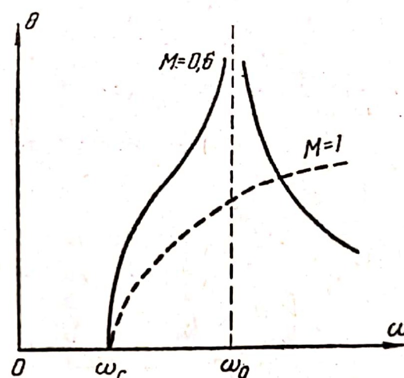


Fig. 4-38. Caracteristica de frecvență a filtrului trece-jos pentru $M=1$ și $M=0.6$.

O altă metodă de creștere a pantei caracteristicii de atenuare este creșterea numărului de elemente proprii. De obicei filtrul este construit din elemente cu benzi de trecere egale. Cu cît este mai mare numărul de elemente ale filtrului, cu atît mai mare este apropierea de caracteristica filtrului ideal, care are o pantă infinită la limita benzii de trecere și o amortizare infinit de mare în banda de oprire.

Filtrele de bandă de tipul K și M se calculează, de obicei, pentru benzi de trecere de cel puțin cîteva procente față de frecvența medie. Benzi de trecere mai înguste, care formează zecimi de procent din frecvența medie, se pot obține numai în filtrele electromecanice (piezoelectrice sau cu magnetostricțiune), a căror acțiune se bazează pe transformarea energiei electrice în cea mecanică și invers.

Cea mai largă folosire au căpătat-o filtrele cu cuarț. Fenomenul de piezoelectricitate, observat în cristalul de cuarț, constă în aceea că la presiune mecanică cristalul se polarizează electric (v. subcap. 3-1) și, invers, cînd cristalului i se aplică o tensiune electrică, atunci are loc deformația mecanică a cristalului. Placa de cuarț, așezată într-un cîmp electric alternativ, efectuează oscilații mecanice cu frecvența de variație a cîmpului. Cînd frecvențele oscilațiilor mecanice proprii ale plăcii coincid cu frecvențele cîmpului electric, atunci are loc rezonanța care se caracterizează

prin amplitudini mici ale oscilațiilor mecanice și electrice. Frecvența de rezonanță a plăcii de cuarț f_0 depinde numai de grosimea plăcii h:

$$f_0 = \frac{2,8}{h},$$

unde f_0 rezultă în megaherți, cînd h se dă în milimetri.

Avînd proprietăți de rezonanță, placa de cuarț este echivalentă cu un circuit oscilant complex de genul al treilea, cu un factor de calitate foarte înalt (de ordinul a cîtorva mii) și cu o bandă de trecere îngustă (0,2—0,4%). Tocmai aceasta a fost cauza pentru ca plăcile de cuarț să se folosească ca elemente componente ale filtrelor complexe cu indici calitativi înalți.

Tabela 4-9

Denumirea filtrului	Schema elementelor în formă de T și de Π ale filtrului	Caracteristica de frecvență a filtrului	Frecvențele de tăiere
Filtru trece-jos			$\omega_t = \frac{2}{\sqrt{L_1 C_1}}$
Filtru trece-sus			$\omega_t = \frac{1}{2\sqrt{L_1 C_1}}$
Filtru trece-bandă			$\omega_{t1} = \omega_0 (\sqrt{1+m} - m)$; $\omega_{t2} = \omega_0 (\sqrt{1+m} + m)$, unde $m = \frac{L_2}{L_1} = \frac{C_1}{C_2}$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \sqrt{\omega_{t1}\omega_{t2}}$
Filtru oprește-bandă			Frecvențele de tăiere se calculează la fel ca și în cazul filtrului trece-bandă

Fenomene tranzitorii în circuitele liniare

Procesele de trecere de la o stare de regim a circuitului electric la alta se numesc fenomene tranzitorii. Ele se observă la conectarea surselor de oscilaţii la circuitul care conţine inductanţe şi capacităţi, la deconectarea surselor de oscilaţii de la astfel de circuite, precum şi la conectarea rezistenţelor ohmice sau a reactanţelor la secţiunile de astfel de circuite, pe care are loc căderea de tensiune. Procesele tranzitorii sînt legate totdeauna de schimbarea rezervei totale de energie din circuitul electric. Imediat ce rezerva totală de energie încetează să mai varieze, procesul tranzitoriu se încheie.

Cauza fizică a apariţiei proceselor tranzitorii constă în imposibilitatea variaţiei instantanee a energiei electrice şi magnetice, acumulată în condensatoare şi bobine de inducţie. Se ştie că la conectarea la sursa de tensiune continuă curentul din bobina de inducţie şi tensiunea de pe armăturile condensatorului nu se stabilesc în salt, ci variind încet de la zero pînă la valoarea maximă. În mod analog, la conectarea circuitului *LCR* serie (sau paralel) la sursa de oscilaţii *E* şi la deconectarea lui de la această sursă, oscilaţiile nu apar şi nu dispar în salt, ci cresc şi descresc treptat (fig. 4-39).

Procesul tranzitoriu, care apare după conectarea sursei de oscilaţii, este rezultatul adunării oscilaţiilor forţate (oscilaţii de regim stabil) şi oscilaţiilor libere (amortizate), care apar în circuit în momentul conectării. Dacă circuitul are un dezacord oarecare, atunci, din cauza diferenţei dintre frecvenţele oscilaţiilor libere şi ale celor forţate, apar bătăi şi înfăşurătoarea procesului tranzitoriu suferă variaţii (fig. 4-39, *a*). Dacă însă circuitul este acordat exact pe frecvenţa sursei de oscilaţii, atunci amplitudinea oscilaţiilor din circuit creşte monoton (fig. 4-39, *b*).

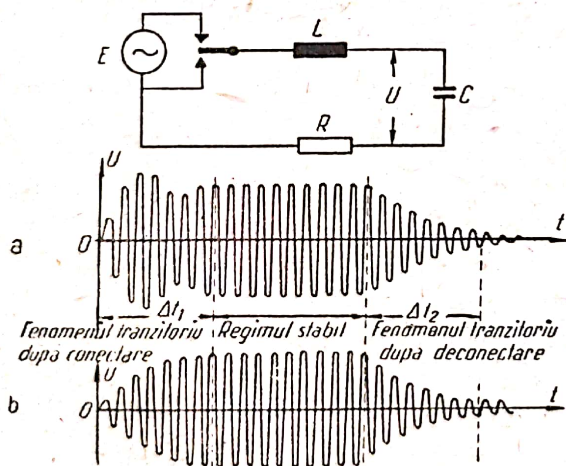


Fig. 4-39. Fenomenul tranzitoriu în circuitul oscilant dezacordat (*a*) şi acordat (*b*).

După trecerea timpului Δt_1, oscilaţiile libere se amortizează şi în circuit au loc oscilaţii de regim stabil cu amplitudine constantă.

După deconectarea sursei de oscilaţii de la circuit, în acesta din urmă apar din nou oscilaţii libere în contul energiei acumulate în regimul stabilit. După trecerea intervalului de timp Δt_2, aceste oscilaţii libere se amortizează.

Astfel, durata procesului tranzitoriu în circuitul oscilant este determinată de durata existenţei oscilaţiilor libere în el. Teoretic, oscilaţiile libere se amortizează pînă la zero numai după un interval de timp infinit de lung. Dar, practic, ele pot să nu fie luate în consideraţie dacă amplitudinea lor scade pînă la cîteva procente, de exemplu pînă la 6% din amplitudinea iniţială. Aceasta are loc după intervalul de timp

$$\Delta t_1 = \Delta t_2 \approx \frac{Q}{f_0} = \frac{1}{2\Delta_0 f},$$

adică durata procesului tranzitoriu este invers proporţională cu banda de trecere a circuitului. Cu cît este mai mare factorul de calitate al circuitului, cu atît este mai mare durata procesului tranzitoriu. Pentru reducerea duratei proceselor tranzitorii trebuie mărită amortizarea circuitului.

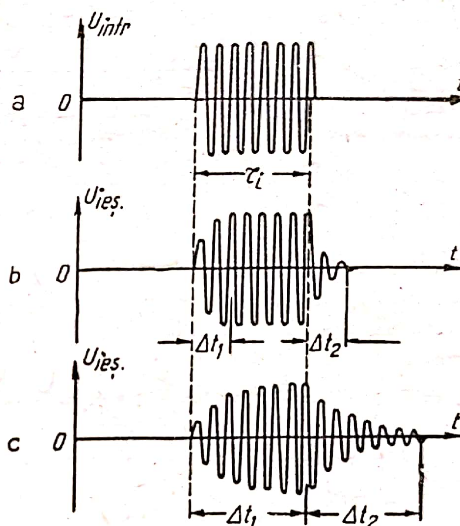


Fig. 4-40. Distorsionarea impulsului dreptunghiular la trecerea lui prin circuitul oscilant.

La trecerea impulsurilor de înaltă frecvenţă prin circuitul oscilant forma impulsului poate fi puternic distorsionată din cauza proceselor tranzitorii (fig. 4-40). Considerînd că nu pot fi admise distorsiuni mai mari decît cele reprezentate în fig. 4-40, *c*, se obţine:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{2\Delta_0 f} \leqslant \tau_i .$$

Astfel, pentru trecerea impulsului cu durata τ_i este necesar să se aleagă banda de trecere

$$2\Delta_0 f \geqslant \frac{1}{\tau_i}.$$

De obicei se alege

$$2\Delta_0 f = \frac{1...3}{\tau_i}$$

în funcţie de distorsiunile admise ale impulsurilor.

Circuite cu parametrii distribuiţi

Toate circuitele liniare examinate fac parte din circuitele cu parametrii concentraţi.

Cu o aproximaţie suficientă pentru practică, se poate considera că în aceste circuite întregul cîmp electric este

concentrat numai în condensator, cîmpul magnetic, în bobina de inducție, iar pierderile active au loc numai în rezistența ohmică. În conformitate cu cele spuse, se poate considera că întreaga capacitate a unui astfel de circuit este concentrată în condensator, iar inductanța — în bobina de inducție. Rezistența ohmică poate fi considerată conectată numai în anumite sectoare ale circuitului, iar toate conductoarele de conexiune — conductoare ideale.

Însă acest tablou este numai întrucîtva apropiat de realitate, pentru că, în cazul general, cîmpurile electrice și magnetice ale circuitului, precum și domeniile de pierderi active nu sînt separate în spațiu și, de aceea, inductanța, capacitatea și rezistența ohmică (conductanța) sînt distribuite în circuit. În cazurile în care presupunerea simplificatoare cu privire la parametrii concentrați ai circuitului duce la deformarea mare a tabloului fizic al fenomenelor și, prin urmare, la concluzii eronate, atunci se introduce noțiunea de **circuite cu parametrii distribuiți**.

Circuitele cu parametrii distribuiți se întîlnesc sub formă de linii și fideri (bifilari, cuadrifilari, coaxiali), ghiduri de undă, cavități rezonatoare și antene. În orice sector al acestor circuite există rezistența ohmică și reactanța inductivă a conductoarelor, precum și conductanța capacitivă și activă între conductoare.

Linia bifilară

Vom examina linia formată din două conductoare paralele care au aceiași parametri liniari în orice sector al lungimii,

$$L_1=\frac{L}{l};\quad R_1=\frac{R}{l};\quad C_1=\frac{C}{l};\quad G_1=\frac{G}{l}.$$

Impedanța de lungime și conductanța de lungime ale liniei sînt

$$Z_1=R_1+j\omega L_1;\quad Y_1=G_1+j\omega C_1.$$

La liniile bifilare radiotehnice pierderile pot fi adesea neglijate, considerîndu-se

$$R_1=0;\quad G_1=0.$$

O astfel de linie ideală este formată din inductanțe serie distribuite și capacități paralel distribuite (fig. 4-41). Dacă la începutul liniei se conectează o sursă de tensiune continuă U_0, atunci capacitatea C' se încarcă de la sursa

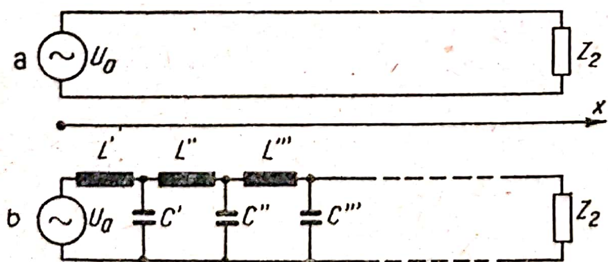


Fig. 4-41. Linia bifilară *(a)* și schema ei echivalentă *(b)*.

U_0 prin inductanța L', apoi capacitatea C'' se încarcă de la capacitatea C' prin inductanța L'', capacitatea C''' este încărcată de capacitatea C'' etc. Încărcarea succesivă a capacităților distribuite prin inductanțele distribuite creează unda de curent și de tensiune. Această undă se deplasează cu o viteză v de la sursa de tensiune spre sarcina Z_2 și, de aceea, se numește **undă incidentă**.

Dacă sarcina Z_2 nu poate absorbi în întregime energia transportată la capătul liniei de unda incidentă, atunci apare **unda reflectată**, care, de asemenea, reprezintă descărcarea (sau încărcarea) succesivă a capacităților distribuite prin inductanțele distribuite. Ca rezultat, prin orice secțiune a liniei trec două unde de curent și de tensiune: incidentă și reflectată.

În cazul în care la intrarea liniei este conectată o sursă de tensiune sinusoidală cu pulsația $\omega=2\pi f$:

$$U=U_0\cos\omega t,$$

atunci unda incidentă și cea reflectată reprezintă procesul de reîncărcare succesivă a capacităților distribuite prin inductanțele distribuite. Tensiunea și curentul din orice secțiune x a liniei variază sinusoidal în timp (adică repetă legea de variație a tensiunii sursei), dar această variație este în întîrziere față de variațiile tensiunii sursei cu intervalul de timp

$$\Delta t=\frac{x}{v},$$

necesar pentru propagarea undei de la sursă pînă la secțiunea respectivă x a liniei.

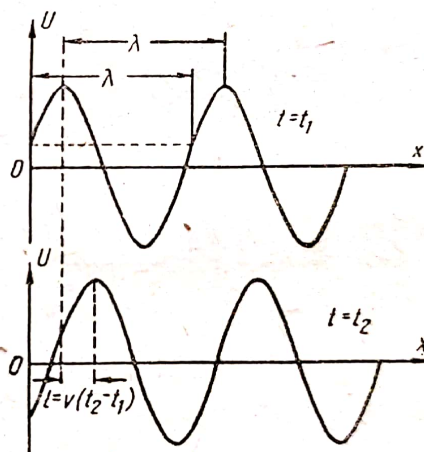


Fig. 4-42. Deplasarea undei incidente de tensiune de-a lungul liniei.

Astfel, tensiunea undei incidente în orice secțiune a liniei este:

$$U_{inc}=U_m\cos\omega\left(t-\frac{x}{v}\right)=U_m\cos(\omega t-\alpha x),$$

unde $\alpha=\frac{\omega}{v}$ se numește **număr de undă**.

Expresia obținută pentru U_{inc} arată că în fiecare moment dat t tensiunea este distribuită de-a lungul liniei după o sinusoidă (fig. 4-42). O dată cu trecerea timpului, această distribuție se deplasează de la începutul liniei spre sarcină cu viteza v. Teoria arată că pentru liniile bifilare, situate în aer, viteza de propagare a undei

$$v=\frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}$$

este egală cu viteza luminii.

Distanța la care se va deplasa unda în timpul T al unei perioade de variație a tensiunii sursei se numește **lungime de undă**.

$$\lambda = vT = \frac{v}{f}.$$

In timpul T sursa revine la starea sa inițială. De aceea, lungimea de undă este distanța dintre două puncte ale undei, cu aceeași fază a oscilației, de exemplu, distanța dintre două vîrfuri (fig. 4-42).

Numărul de undă poate fi exprimat prin lungimea de undă:

$$\alpha = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{vT} = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

Pentru unda incidentă a tensiunii, care apare în linia fără pierderi, amplitudinea oscilațiilor nu va varia de-a lungul liniei, iar defazajul oscilațiilor

$$\varphi = \alpha x$$

crește proporțional cu distanța x, parcursă de undă. Numărul de undă α determină variațiile defazajului oscilațiilor pe unitatea de lungime.

Teoria liniilor bifilare arată că pentru unda incidentă raportul dintre tensiunea U_{inc} și curentul I_{inc} este activ și nu depinde nici de frecvență, nici de coordonate și este egal cu:

$$\rho = \frac{U_{inc}}{I_{inc}} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Această mărime se numește **impedanța caracteristică**. Astfel, curentul undei incidente este:

$$I_{inc} = \frac{U_m}{\rho} \cos \omega \left(t - \frac{x}{v}\right) = \frac{U_m}{\rho} \cos (\omega t - \alpha x).$$

Toate relațiile de mai sus sînt valabile și pentru unda reflectată, cu diferența că unda se deplasează în sensul opus (în sensul $-x$), adică creșterea lui x nu provoacă o întîrziere, ci o devansare a fazei oscilațiilor.

Unde progresive și staționare în linia bifilară

Dacă nu are loc reflecția de la sarcină, atunci în linie apare numai unda incidentă. Acest regim al liniei se numește regimul **undei progresive**. La unda progresivă amplitudinea oscilațiilor este constantă, iar faza oscilației este o funcție liniară de distanța parcursă de undă. Un astfel de regim se stabilește în linia omogenă infinit de lungă, precum și la linia cu lungimea finită în care raportul $\frac{U}{I} = \rho$ este respectat în orice punct al liniei, inclusiv la capătul ei. Condiția din urmă este posibilă numai la o sarcină activă, egală cu impedanța caracteristică,

$$Z_2 = \rho.$$

In toate celelalte cazuri sarcina liniei $Z_2 \neq \rho$ reprezintă o **neomogenitate**, care este cauza apariției undei reflectate. In această situație, energia transportată de linie la sarcină nu este complet absorbită de aceasta și restul de energie se înapoiază la generator sub formă de undă reflectată.

Cînd se formează unda reflectată, distribuția curentului și tensiunii de-a lungul liniei se modifică mult, pentru că ea este rezultatul **interferenței** (adunării) undei incidente și a celei reflectate, ceea ce duce la formarea **undei staționare**.

Pentru a găsi expresia undei staționare, vom considera că sarcina nu absoarbe de loc energie și, din această cauză, amplitudinile tensiunilor undei incidente și ale celei reflectate sînt egale

$$U_{inc} = U_m \cos (\omega t - \alpha x);$$

$$U_{ref} = U_m \cos (\omega t + \alpha x).$$

Tensiunea rezultantă este:

$$U = U_{inc} + U_{ref} = U_m [\cos (\omega t - \alpha x) + \cos (\omega t + \alpha x)] =$$

$$= 2U_m \cos \alpha x \cos \omega t.$$

Această expresie arată că în unda staționară lipsește funcția liniară a fazei de distanță, iar amplitudinea undei

$$2U_m \cos \alpha x$$

depinde de coordonata x, variind de la valoarea maximă $2U_m$ pînă la zero. Secțiunile liniei, în care se observă variația maximă a amplitudinii, se numesc **ventre**, iar secțiunile cu variațiile minime de amplitudine se numesc **noduri**. Poziția nodurilor și a ventrelor nu depinde de timp, adică nodurile și ventrele sînt staționare. In orice alte secțiuni ale liniei tensiunea variază în funcție de timp după legea sinusoidală, iar amplitudinea oscilației depinde de poziția secțiunii.

Prin urmare, dacă reprezentarea geometrică a undei progresive (incidente) a fost o sinusoidă, care se deplasează de-a lungul liniei cu viteza v, atunci reprezentarea

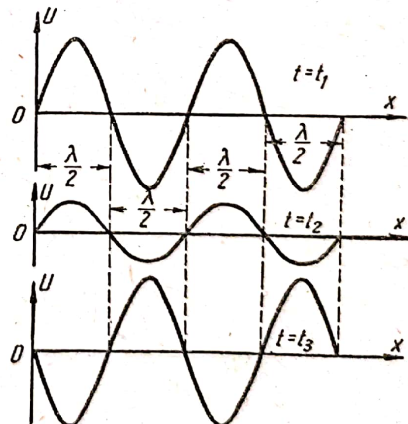


Fig. 4-43. Variația tensiunii în unda staționară.

geometrică a undei staționare este o sinusoidă fixă care pulsează cu frecvența ω (fig. 4-43). Distanța dintre ventrele vecine, la fel ca și dintre nodurile vecine, este egală cu $\frac{\lambda}{2}$.

La concluzii analoge s-ar putea ajunge și în ceea ce privește unda staționară a curentului. In acest caz am

putea observa că la apariția în linie a regimului de undă staționară, punctelor cu ventre de tensiune le corespund punctele cu valorile de nod ale curentului și invers. Aceasta înseamnă că rezistența liniei, adică raportul dintre tensiune și curent în anumite secțiuni ale liniei, nu este o mărime constantă, ca în cazul regimului undei progresive, ci variază de la punct la punct. In punctele cu ventre de tensiune și noduri de curent rezistența este infinit de mare, iar în punctele cu ventre de curent și noduri de tensiune este egală cu zero.

Cu alte cuvinte, dacă impedanța Z_1 de intrare a liniei, în regimul undei progresive, este egală cu impedanța caracteristică a liniei, atunci, în regimul undei staționare, ea este determinată de lungimea liniei și de sarcina de la capătul liniei (fig. 4-44).

In cazul general, cînd linia este încărcată pe o impedanță oarecare, de la capătul liniei nu se reflectă întreaga energie, ci numai o parte din ea. In acest caz, în linie are loc un r e g i m m i x t, care se caracterizează prin suprapunerea undei pur staționare peste unda pur progresivă. Ca rezultat, în nici una din secțiunile liniei tensiunea și curentul nu tind spre zero, dar există puncte cu amplitudini minime și maxime ale curentului și tensiunii; în punctele de tensiune maximă curentul este minim și invers. Distanța dintre secțiunile cu amplitudinea maximă (sau minimă) este, ca și mai înainte, egală cu $\frac{\lambda}{2}$. In nici una din secțiunile liniei impedanța nu tinde spre zero sau spre infinit, dar ia valori foarte mari în punctele de tensiune maximă și valori foarte mici în punctele de valori maxime ale curentului.

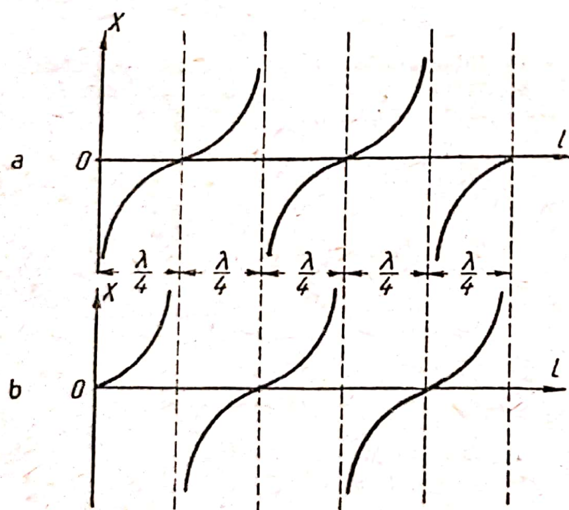


Fig. 4-44. Dependența impedanței de intrare de lungimea liniei în gol *(a)* și scurtcircuitate la capăt *(b)*.

Raportul dintre amplitudinea minimă a tensiunii (sau a curentului) și cea maximă determină gradul de absorbție a energiei de către sarcină. Acest raport se numește c o e f i c i e n t u l u n d e i p r o g r e s i v e. La o sarcină egală cu impedanța caracteristică, adică la așa-numita s a r c i n ă a d a p t a t ă, acest coeficient este egal cu unitatea. In cazul sarcinii neabsorbante (scurtcircuitate, sarcină deschisă sau sarcină pur reactivă), acest coeficient este egal cu zero. In cazul în care nu există adaptare, adică există unde staționare pe linie, avem un consum inutil de energie. De aceea, în practică se caută totdeauna să se înlăture complet reflexia, iar dacă acest lucru nu este posibil, atunci se caută ca unele reflexii să fie compensate cu altele, pentru ca, în rezultat, să rămînă numai unda pur progresivă.

Liniile cu pierderi

In liniile reale există întotdeauna pierderi de energie electrică legate, de exemplu, de încălzirea conductoarelor și a dielectricilor din care este formată linia, de radiații etc. Dacă aceste pierderi nu sînt prea mari, atunci toate cele spuse mai înainte despre viteza de propagare, lungimea de undă și impedanța caracteristică rămîn cu aproximație juste. Deosebirea esențială a liniei cu pierderi constă în micșorarea amplitudinii curentului și tensiunii la deplasarea undei de-a lungul liniei din cauza consumului energiei undei în linie. Această micșorare a amplitudinii cu distanța x este numită, în mod obișnuit, a m o r t i z a r e, și este determinată de factorul $e^{-\beta x}$, unde β este c o e f i c i e n t u l d e a m o r t i z a r e a l l i n i e i, care arată gradul de variație a amplitudinii oscilațiilor pentru fiecare unitate de lungime a liniei. Ca rezultat, pentru linia reală expresia tensiunii undei progresive devine:

$$U = U_m e^{-\beta x} \cos(\omega t - \alpha x).$$

Coeficientul de amortizare al liniei se exprimă în neperi pe metru, conform definiției

$$\beta = \ln \frac{U_{m1}}{U_{m2}},$$

în care U_{m1} și U_{m2} sînt amplitudinile din secțiunile x și $x+1$ ale liniei. Același coeficient poate fi exprimat în decibeli pe metru, dacă se ține seama de faptul că 1 Np=8,68 dB.

Coeficientul de amortizare al liniei este direct proporțional cu rezistența ohmică pe unitatea de lungime a liniei și invers proporțional cu impedanța ei caracteristică:

$$\beta = \frac{R_1}{2\rho} = \frac{R_1}{2}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}.$$

Particularitățile de propagare a undelor în interiorul ghidurilor de undă dreptunghiulare

G h i d u r i l e d e u n d ă sînt niște tuburi metalice destinate pentru transmiterea undelor radio. Ele se folosesc pentru a lega emițătorul sau receptorul cu antena sau pentru alte conexiuni de înaltă frecvență, avînd lungimi de undă sub 2—3 dm.

Pentru aceste lungimi de undă nu poate fi folosită linia bifilară, pentru că la o distanță mare (în comparație cu lungimea de undă) între conductoare apar pierderi, legate de radiația undelor electromagnetice în spațiul înconjurător, iar micșorarea distanței dintre conductoare creează pericolul de străpungere atunci cînd prin linie se transmite o putere mare. In ghidul de undă cîmpul electromagnetic este închis în interiorul unui tub metalic și de aceea aici lipsesc pierderile prin radiație. Spre deosebire de fiderul coaxial, care are un conductor interior precum și piese din dielectric care-l susțin, la ghidul de undă acestea lipsesc. De aceea, ghidul de undă se caracterizează printr-un pericol de străpungere mai mic și prin pierderi mai mici în pereții metalici și dielectric.

Undele electromagnetice se propagă în ghidul de undă prin reflexia succesivă pe pereții acestuia (fig. 4-45). Interferența numeroaselor unde reflectate de pereți duce la o structură destul de complicată a cîmpului rezultant din ghidul de undă. Însă este clar că pentru transmiterea ener-

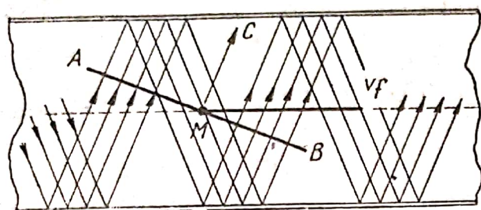


Fig. 4-45. Deplasarea undelor prin reflecția lor de pereții ghidului de undă.

giei undelor electromagnetice de-a lungul ghidului de unde în direcția axei lui trebuie să se stabilească unda progresivă, iar în direcțiile transversale — unde staționare cu nodurile și ventrele intensității cîmpului.

Dar nu orice tip de unde electromagnetice poate trece prin ghiduri de undă. Să luăm, de exemplu, u n d a e l e c t r o m a g n e t i c ă t r a n s v e r s a l ă, cea mai simplă și folosită pe scară mare, notată cu simbolul *TEM*. În această undă liniile de forță ale intensității cîmpurilor electric și magnetic sînt situate în planul perpendicular pe direcția de propagare a undei, adică cîmpurile electric și cel magnetic nu au componentă longitudinală. O astfel de structură o are cîmpul aflat la o mare distanță de antenă, precum și cîmpul liniei bifilare. În ghidul de undă, unda electromagnetică transversală *TEM* nu se poate propaga, deoarece liniile de forță electrice și cele magnetice nu se pot afla simultan în planul secțiunii transversale a ghidului de undă și să se întrepătrundă. De aceea, în ghidul de undă este posibilă excitarea numai a acelor tipuri de unde în care unul din cîmpuri — cel electric sau cel magnetic — are o componentă longitudinală.

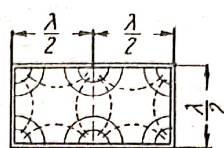
Undele excitate în ghidul de undă pot fi reunite în două grupe mari.

1) U n d e l e e l e c t r i c e t r a n s v e r s a l e au vectorul *E* situat doar în planul tranversal al ghidului de undă, iar vectorul *H*, pe lîngă componentă transversală, are și una longitudinală. Aceste unde se numesc u n d e *TE* (sau u n d e de tip *H*).

2) U n d e l e m a g n e t i c e t r a n s v e r s a l e au vectorul *H* situat doar în planul transversal, iar vectorul *E* are componentă transversală și componentă longitudinală. Aceste unde se numesc u n d e *TH* (sau u n d e de tip *E*).

Ne putem face o imagine asupra structurii cîmpurilor de aceste tipuri privind fig. 4-46 și 4-47, în care liniile de forță ale cîmpului electric sînt reprezentate prin linii pline, iar cele ale cîmpului magnetic sînt reprezentate prin linii punctate. În secțiunea transversală a ghidului de undă cîmpul este format din elemente de undă tipice pentru această grupă, cu dimensiunile $\frac{\lambda}{2} \times \frac{\lambda}{2}$. Un tip de undă diferă de celălalt prin numărul de elemente ale undei staționare care se cuprind de-a lungul peretelui lat și al celui îngust al ghidului de unde. Aceste două numere sînt indicate chiar în denumirea tipului de undă respectiv, sub formă de indici (TE_{mn} ; TH_{mn}), care determină numărul de jumătăți de lungime de undă ce se cuprind de-a lungul peretelui lat (m) și îngust (n) al ghidului de undă.

Acțiunea unui anumit tip de undă în ghid depinde de forma și de dimensiunile secțiunii transversale a ghidului de undă, de lungimea de undă de lucru și de metoda de excitare a undelor în ghidul de undă. Totodată, apariția unor tipuri de unde complexe (superioare, cu un mare nu-



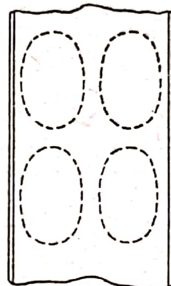
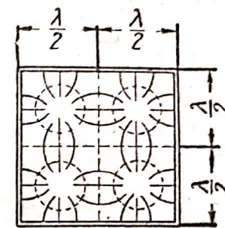


Fig. 4-46. Unda de tip TE_{21} în secțiunea transversală (*a*) și în cea longitudinală (*b*) a ghidului de undă dreptunghiular.



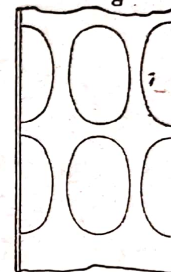
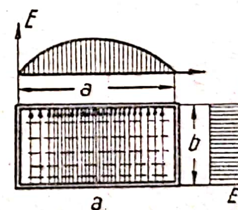


Fig. 4-47. Unda de tip TH_{22} în secțiunea transversală (*a*) și în cea longitudinală (*b*) a ghidului de undă dreptunghiular.

măr de elemente) este nedorită, deoarece aceste unde se caracterizează prin pierderi mari de energie în pereții ghidului de undă și necesită ghiduri de undă cu dimensiuni mari în comparație cu lungimea de undă.

Cea mai simplă structură a cîmpului în ghidul dreptunghiular o are unda TE_{10} (fig. 4-48). Acest tip de undă inferior este considerat f u n d a m e n t a l și este folosit în marea majoritate a cazurilor. Toate celelalte tipuri de undă sînt numite s u p e r i o a r e.



În unda TE_{10} liniile de forță electrice se află în planul secțiunii transversale a ghidului de undă și sînt paralele cu peretele lui îngust. Peretele lat are o jumătate de lungime de undă, deoarece intensitatea cîmpului electric lîngă pereții înguști este egală cu zero, iar la mijloc este maximă. Liniile de forță magnetică se află în planul longitudinal și sînt paralele cu peretele lat al ghidului de undă. Intensitatea cîmpului magnetic are atît o componentă transversală, cît și una longitudinală. Componenta transversală a cîmpului magnetic variază la fel ca și intensitatea cîmpului electric (adică este egală cu zero lîngă pereții înguști și

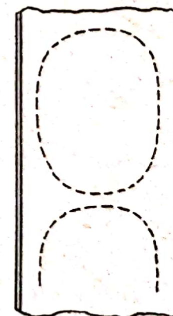


Fig. 4-48. Unda de tip TE_{10} în secțiunea transversală (*a*) și cea longitudinală (*b*) a ghidului de undă dreptunghiular.

este maximă la mijloc), iar componenta longitudinală, dimpotrivă, are valoarea maximă lîngă pereţii înguşti şi este egală cu zero la mijloc. De-a lungul pereţilor înguşti nu variază nici cîmpul magnetic, nici cel electric. De-a lungul axei ghidului de undă există o distribuţie corespunzătoare undei progresive. Aceasta înseamnă că tabloul liniilor de forţă din fig. 4-48, *b* (precum şi 4-46, *b* şi 4-47, *b*) este reprezentat pentru un anumit timp. In următorul moment acest tablou se va deplasa de-a lungul axei ghidului de undă; într-o jumătate de perioadă el va străbate în ghid o distanţă egală cu jumătate de lungime de undă etc.

Lungimea de undă în ghid nu este egală, ci totdeauna mai mare decît lungimea de undă în spaţiul liber. Aceasta se explică prin faptul că undele electromagnetice se propagă în interiorul ghidului de undă ca rezultat al reflexiei lor succesive pe pereţii ghidului. Să separăm suprafaţa de faze egale (frontul de faze) a undei care se mişcă sub un unghi oarecare spre peretele ghidului (în fig. 4-45 urma acestei suprafeţe s-a însemnat cu segmentul *AB*). Dacă viteza de mişcare a acestei unde este egală cu viteza luminii, atunci viteza de deplasare a fazei de-a lungul axei ghidului de undă (punctul *M*) este mai mare decît viteza luminii. De aceea, viteza de fază rezultantă a propagării undelor radio în ghidul de undă este mai mare decît viteza luminii. De exemplu, pentru unda TE_{10}

$$v_\Phi = \frac{c}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}},$$

unde a este lăţimea peretelui mare al ghidului de undă;

$c=3\cdot 10^8$ m/s — viteza luminii.

Conform celor arătate mai sus, lungimea de undă λ_g din ghid este mai mare decît lungimea de undă λ din spaţiul liber,

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}.$$

O particularitate importantă a ghidului de undă este aceea că lungimea λ a undei care se propagă nu poate depăşi o oarecare lungime de undă critică λ_{cr} deoarece pentru $\lambda \geqslant \lambda_{cr}$ se creează condiţii de reflexie a undelor în interiorul ghidului de undă, astfel încît ele oscilează între pereţii laterali, dar nu se deplasează de-a lungul axei ghidului de undă.

Pentru unda TE_{10} în ghidul dreptunghiular

$$\lambda_{cr}=2a.$$

Pentru a lucra pe tipul de undă fundamental unda de lucru trebuie să fie mai mică decît unda critică de tip fundamental, dar mai mare decît unda critică de tip imediat superior. Aceasta determină alegerea dimensiunilor secţiunii transversale a ghidului de undă. De exemplu, pentru ghidul de undă dreptunghiular

$$\frac{\lambda}{2} < a < \lambda;$$

$$b < \frac{\lambda}{2}.$$

De obicei dimensiunea peretelui lat al ghidului de undă se alege de aproximativ 0,7 λ. Dimensiunea peretelui îngust determină rezistenţa la străpungere şi pierderile din pereţii ghidului. De obicei ea se alege egală cu (0,4 ... 0,5)*a*.

Cavităţi rezonatoare

Reducerea capacităţii şi inductanţei elementelor circuitului oscilant, în scopul măririi frecvenţei sale de rezonanţă, este limitată de posibilităţile constructive. Pe lungimi de undă decimetrice şi centimetrice, construcţia unor circuite

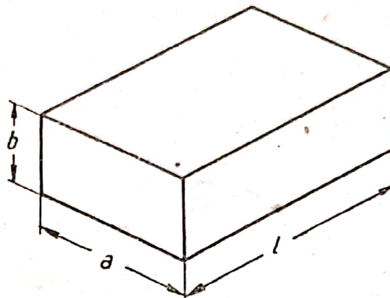


Fig. 4-49. Cavitate rezonatoare dreptunghiulară.

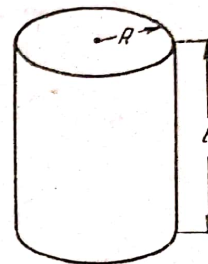


Fig. 4-50. Cavitate rezonatoare cilindrică.

oscilante cu capacitate şi inductanţă concentrate devine, practic, imposibilă. In locul lor se folosesc circuite oscilante cu parametrii distribuiţi, care se numesc cavităţi rezonatoare. Drept cavităţi rezonatoare se folosesc, de exemplu, secţiuni de ghiduri de undă dreptunghiulare sau circulare, cu o lungime egală cu un număr întreg de jumătăţi de lungime de undă şi închise la ambele capete cu pereţi metalici (fig. 4-49 şi 4-50). Se folosesc şi alte forme de rezonatoare.

Tipurile de undă excitate în cavităţile rezonatoare se notează la fel ca şi în cazul ghidurilor de undă, adăugîndu-se însă şi un al treilea indice p (TE_{mnp} sau TH_{mnp}) care arată numărul jumătăţilor de lungime de undă ale cîmpului care se cuprind în lungimea l a rezonatorului. In cavităţile rezonatoare dreptunghiulare, de cele mai multe ori, se foloseşte unda de tipul TE_{101}.

Pentru caracterizarea cavităţii rezonatoare se folosesc, de obicei, valorile frecvenţei de rezonanţă f_0 (sau λ_0) şi ale factorului de calitate Q.

Lungimea de undă de rezonanţă este determinată de dimensiunile rezonatoarelor şi de tipul de undă. De exemplu, pentru rezonatoarele dreptunghiulare

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{\frac{m^2}{a^2}+\frac{n^2}{b^2}+\frac{p^2}{l^2}}}.$$

Pentru acordul rezonatoarelor pe frecvenţa necesară unul dintre pereţii lor se realizează sub formă de piston mobil.

Cavităţile rezonatoare oferă aceleaşi avantaje ca şi ghidurile de undă. Faptul că nu există pierderi prin radiaţie şi faptul că pierderile în pereţii metalici sînt neînsemnate, determină ca valorile factorului de calitate să fie foarte mari (zeci şi sute de mii).

Cavităţile rezonatoare se folosesc mult în etajele oscilatoare şi amplificatoare moderne. In triodele cu structura plană, clistroane şi magnetroane ele sînt părţi integrante din structura tubului. Cavităţile rezonatoare îşi găsesc utilizarea în tehnica măsurărilor (de exemplu, pentru construcţia undametrelor), precum şi în dispozitivele pentru stabilizarea frecvenţei generatoarelor.

4-4. ACȚIUNEA SEMNALULUI ASUPRA CIRCUITELOR RADIOTEHNICE NELINIARE

Circuite neliniare

Se numesc *circuite radiotehnice neliniare* circuitele care, în afară de f.e.m. și de rezistențe liniare, conțin și *elemente neliniare* (rezistențe neliniare). Din elementele neliniare ale circuitelor fac parte dispozitivele electronice, ionice și cele semiconductoare, ai căror parametri nu sînt niște mărimi constante, ci depind de mărimea curenților care circulă prin aceste dispozitive sau de mărimea tensiunilor care acționează asupra lor.

Proprietățile rezistenței neliniare sînt exprimate prin *caracteristica volt-amper*, care reprezintă dependența curentului, care circulă prin rezistența neliniară de tensiunea aplicată pe ea:

$$I=f(U).$$

Intre curentul și tensiunea din elementul neliniar nu există o proporționalitate directă. Caracteristicile volt-amper ale elementelor neliniare sînt curbe sau linii frînte.

In fig. 4-51 este reprezentată o caracteristică volt-amper tipică și este arătată o construcție, cu ajutorul căreia, cunoscînd tensiunea $U(t)$ de la capetele rezistenței neliniare, poate fi găsit curentul $I(t)$, care circulă prin această rezistență. Punctul M se numește *punct de funcționare*. El este determinat de componenta continuă a tensiunii U_0, aplicată rezistenței neliniare, și de curentul I_0 care circulă prin rezistența neliniară sub acțiunea acestei tensiuni continue. Dacă tensiunea continuă a bateriei U_b acționează în

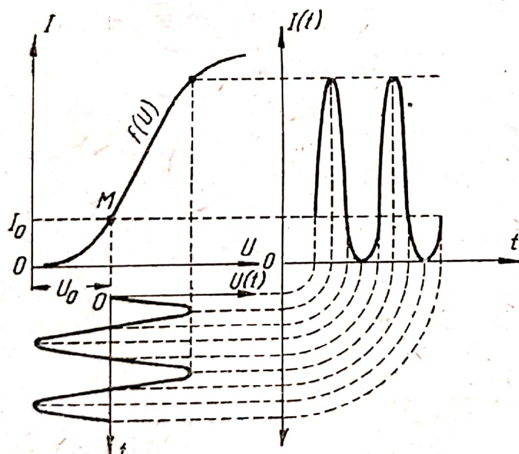


Fig. 4-51. Determinarea curentului în circuitul rezistenței neliniare.

serie cu rezistența neliniară și cu rezistența liniară R, atunci pentru determinarea punctului de funcționare trebuie redusă U_b cu mărimea căderii de tensiune pe rezistența liniară IR. Pentru aceasta, din punctul U_b de pe axa absciselor trebuie dusă o dreaptă sub un unghi $\alpha=\text{arc tg}\,R$ la verticală. Punctul de funcționare căutat este punctul de intersecție a acestei drepte cu caracteristica volt-amper (fig. 4-52).

Alegerea punctului de funcționare condiționează un anumit regim de lucru pentru circuitul neliniar.

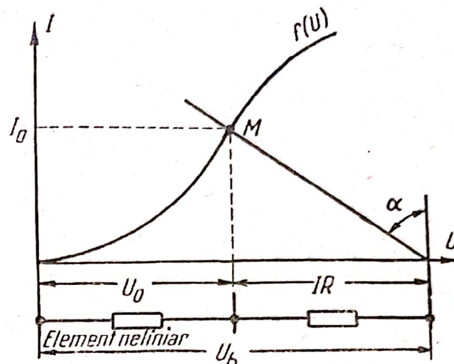


Fig. 4-52. Determinarea punctului de funcționare pe caracteristica $I=f(U)$.

Principiul suprapunerii efectelor este inaplicabil pentru elementele neliniare. Să presupunem, de exemplu, că la rezistența neliniară cu caracteristica volt-amper pătratică

$$I=\alpha U^2$$

sînt aplicate două tensiuni

$$U=U_1+U_2.$$

In rezistența neliniară apare curentul

$$I=\alpha(U_1+U_2)^2=\alpha U_1^2+2\alpha U_1U_2+\alpha U_2^2,$$

în timp ce, conform principiului suprapunerii, ar fi trebuit să obținem:

$$I_1=\alpha U_1^2;\quad I_2=\alpha U_2^2$$

$$I=I_1+I_2=\alpha U_1^2+\alpha U_2^2.$$

Cînd asupra circuitului neliniar acționează o f.e.m. exterioară, atunci în circuit apar curenți care au frecvențe noi, ce nu sînt conținute în f.e.m. exterioare. Aceasta se vede, de exemplu, din fig. 4-51, conform căreia tensiunea *sinusoidală*, aplicată la rezistența neliniară, provoacă în ea un *curent nesinusoidal*, adică duce la apariția unor frecvențe noi, care nu au mai existat în componența tensiunii aplicate.

Astfel spectrul de răspuns al circuitului neliniar este mai bogat în componente de frecvență decît spectrul acțiunii. Acest lucru și-a găsit o largă aplicare în radiotehnică pentru *transformarea spectrului semnalului*.

Este necesar de menționat că apariția în spectrul de răspuns a unor frecvențe noi, care nu sînt conținute în spectrul acțiunii, nu are loc numai în circuitele neliniare, ci și în *circuitele liniare cu parametrii variabili în timp*. Spre deosebire de procesele neliniare, fenomenele din circuitele cu parametrii variabili se numesc *fenomene parametrice*. Exemplul cel mai simplu al unor asemenea fenomene îl constituie funcționarea microfonului cu cărbune, la care variația rezistenței, condiționată de vibrațiile membranei, duce la variația curentului în circuitul alimentat de la o sursă de f.e.m. continuă și, prin urmare, la apariția în circuitul microfonului a curenților de frecvență acustică, care nu intră în componența f.e.m. aplicate.

Dăm mai jos o scurtă trecere în revistă a principalelor procese radiotehnice (generare, modulație, detecție,

schimbare de frecvenţă etc.) care sînt însoţite de modificarea spectrului de frecvenţă a semnalului în circuitele neliniare şi în circuitele cu parametrii variabili.

Stabilizarea curentului

Pentru micşorarea oscilaţiilor curentului din circuit în condiţiile unei tensiuni variabile a reţelei se conectează la circuit, în serie cu sarcina, o rezistenţă neliniară, a cărei mărime creşte o dată cu creşterea tensiunii de alimentare. Aceasta înseamnă că înclinarea caracteristicii volt-amper trebuie să descrească pe măsura creşterii tensiunii (fig. 4-53). Atunci, la oscilaţii mari ale tensiunii ΔU_0 vor corespunde oscilaţii mici de curent ΔI în circuit.

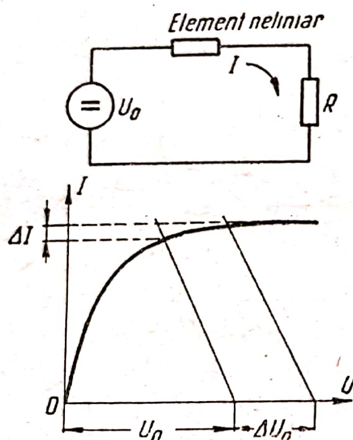


Fig. 4-53. Stabilizarea curentului.

Ca stabilizatoare de curent se folosesc dioda, care funcţionează în regim de saturaţie, şi **b a r e t o r u l**, care reprezintă un balon de sticlă umplut cu hidrogen, cu un filament de fier, a cărui rezistenţă creşte pe măsura creşterii curentului şi a creşterii temperaturii, legată de aceasta.

Stabilizarea tensiunii

Uneori se cere să se micşoreze oscilaţiile de tensiune pe sarcină la salturile bruşte ale curentului sau ale impedanţei de sarcină. În acest caz, se conectează în serie cu

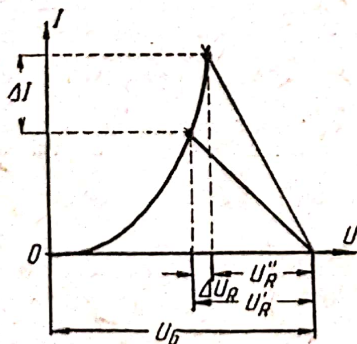


Fig. 4-54. Stabilizarea tensiunii.

sarcina o rezistenţă neliniară, a cărei mărime scade o dată cu creşterea curentului din circuit. Aceasta înseamnă că înclinarea caracteristicii volt-amoer trebuie să crească pe măsura creşterii curentului (fig. 4-54). Atunci, la oscilaţii mari ale curentului ΔI vor corespunde oscilaţii mici de tensiune pe sarcina ΔU_R.

Pentru stabilizarea tensiunii se folosesc tuburi cu descărcare în gaze sau montaje electronice de stabilizare.

Multiplicarea frecvenţei

La **m u l t i p l i c a r e a f r e c v e n ţ e i** tubul electronic funcţionează într-un astfel de regim, încît acţiunea sinusoidală asupra intrării montajului să dea un răspuns bogat în armonice la ieşirea lui. Armonica, adică multiplul dorit al frecvenţei (2, 3 etc.) poate fi separată cu ajutorul unui filtru conectat la ieşire.

Redresarea

R e d r e s a r e a are ca scop obţinerea unui curent continuu dintr-unul alternativ. Schema cea mai simplă a redresorului pentru o singură alternanţă (fig. 4-55) conţine un element neliniar, care are o conductanţă mare, cînd curentul circulă într-un sens, şi o conductanţă aproape nulă, cînd curentul circulă în sens opus. Caracteristica volt-amper a unui astfel de redresor poate fi reprezentată printr-o linie frîntă. Punctul de funcţionare se alege în locul frînturii (fig. 4-55). Tensiunea sinusoidală U care acţionează într-un astfel de circuit dă naştere la impulsuri de curent care circulă numai în timpul semiperioadelor pozitive de tensiune. Spectrul curentului redresat conţine o componentă continuă, prima armonică şi toate armonicele pare. Toate armonicele pot fi înlăturate cu ajutorul filtrului trece-jos.

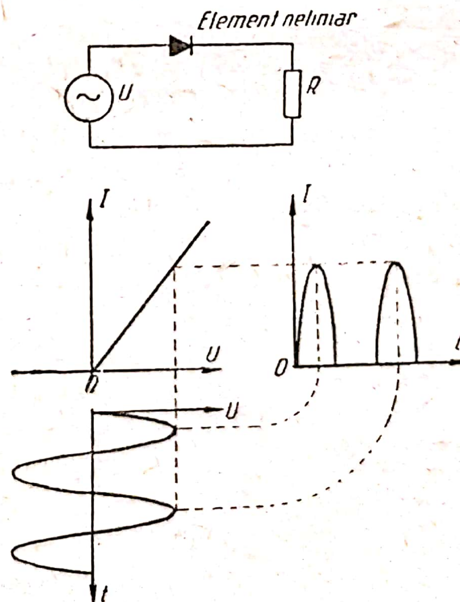


Fig. 4-55. Redresarea unei singure alternanţe.

De cele mai multe ori se foloseşte redresorul pentru ambele alternanţe, în care două elemente neliniare acţionează asupra aceleiaşi sarcini şi lucrează, pe rînd, lăsînd să treacă, în fiecare semiperioadă, curentul într-un singur sens (fig. 4-56).

Spectrul curentului redresat conține o componentă continuă și toate armonicele pare, care sînt înlăturate de filtrul trece-jos. Deoarece la redresarea ambelor alternanțe prima armonică lipsește din spectrul pulsațiilor, atunci frecvența de tăiere a filtrului

$$\omega_t = \frac{2}{\sqrt{LC}}$$

poate fi luată de două ori mai mare în comparație cu redresarea unei singure alternanțe, iar capacitățile și inductanțele filtrului sînt de două ori mai mici.

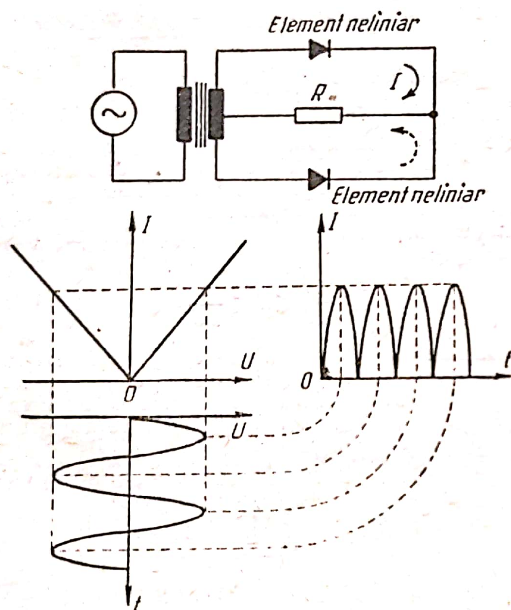


Fig. 4-56. Redresarea ambelor alternanțe.

Un alt avantaj oferit de redresorul ambelor alternanțe în comparație cu cel al unei singure alternanțe constă în valoarea componentei continue a curentului redresat, care este de două ori mai mare.

Detecția

Procesul de modulație, realizat la emisie, constă în transportul spectrului semnalului, care conține informația, în domeniul frecvențelor înalte. Sarcina principală a dispozitivului de recepție este transformarea inversă, în scopul obținerii frecvențelor de modulație din oscilațiile de înaltă frecvență modulate. Această transformare, numită d e t e c ț i e, are loc la acțiunea oscilațiilor modulate asupra unui element neliniar special al receptorului numit d e t e c t o r.

Să examinăm întîi funcționarea d e t e c t o r u l u i p a r a b o l i c la oscilații MA, a căror caracteristică volt-amper poate fi reprezentată printr-un polinom de gradul al doilea:

$$I = I_0 + \alpha U + \beta U^2.$$

Să presupunem că un astfel de detector acționează asupra unei tensiuni de înaltă frecvență, modulată cu o frecvență Ω,

$$U = U_0(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t = U_0 \sin \omega t + \frac{1}{2} m U_0 \cos(\omega + \Omega)t + \frac{1}{2} m U_0 \cos(\omega - \Omega)t.$$

După înlocuiri și după unele transformări trigonometrice simple, obținem:

$$I = I_0 + \alpha\left[U_0 \sin \omega t + \frac{mU_0}{2}\cos(\omega+\Omega)t + \frac{mU_0}{2}\cos(\omega-\Omega)t\right] + \beta\left\{\frac{U_0^2}{2}(1 - \cos 2\omega t) - \frac{m^2U_0^2}{4}(\cos 2\omega t + \cos 2\Omega t) + \frac{m^2U_0^2}{8}[2 + \cos 2(\omega+\Omega)t + \cos 2(\omega-\Omega)t] + \frac{mU_0^2}{2}[\sin(2\omega+\Omega)t - \sin(2\omega-\Omega)t + 2\sin \Omega t]\right\}.$$

Spectrul curentului din circuitul detectorului parabolic este reprezentat în fig. 4-57. În afară de componentele de înaltă frecvență, care există în componența oscilațiilor modulate, în curentul detectorului apar componentele de joasă frecvență Ω și 2Ω:

$$\beta m U_0^2 \sin \Omega t \quad \text{și} \quad \beta\frac{m^2U_0^2}{4}\cos 2\Omega t.$$

Componentele de înaltă frecvență pot fi filtrate cu ajutorul unui filtru trece-jos, deoarece după detector ele nu mai reprezintă nici un interes.

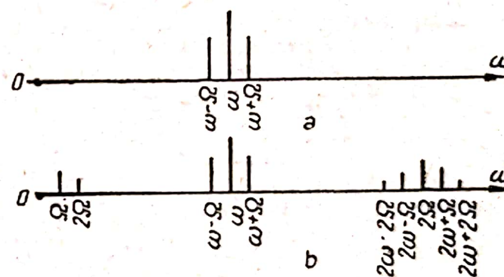


Fig. 4-57. Spectrul oscilațiilor modulate în amplitudine (a) și spectrul curentului în circuitul detectorului parabolic (b).

În ceea ce privește componentele de joasă frecvență, componenta cu frecvența Ω determină efectul util al funcționării detectorului. Prezența frecvenței duble 2Ω este o dovadă a prezenței d i s t o r s i u n i l o r d e n e l i n i a r i t a t e.

Uneori se obțin distorsiuni de neliniaritate și mai mari ca rezultat al formării frecvențelor de combinație la detecția parabolică a oscilațiilor de înaltă frecvență, modulate cu două sau mai multe frecvențe. De exemplu, la detecția oscilației modulate cu două frecvențe

$$U = U_0(1 + m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t) \sin \omega t,$$

curentul din circuitul detectorului, pe lîngă componentele de înaltă frecvență, conține și componente cu frecvența de

modulație Ω_1 și Ω_2, armonicele de ordinul doi $2\Omega_1$ și $2\Omega_2$, precum și componente cu frecvențe de combinație $\Omega_2+\Omega_1$ și $\Omega_2-\Omega_1$ cu amplitudini care depășesc amplitudinile armonicelor de ordinul doi ale frecvenței de modulație.

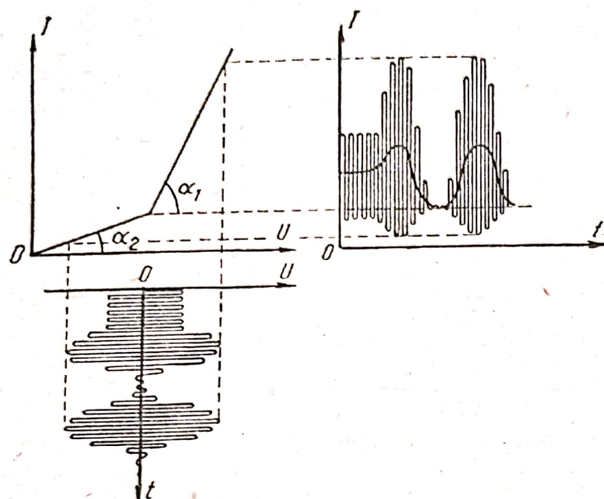


Fig. 4-58. Detecția liniară.

Din cauza distorsiunilor de neliniaritate mari, detectorul parabolic este considerat neavantajos pentru detecția oscilațiilor MA. In receptoarele moderne se folosește așa-numita **detecție liniară**, care are loc atunci cînd caracteristica detectorului are forma unei linii frînte (denumirea acestui tip de detecție nu are în vedere caracteristica procesului, care rămîne un proces neliniar, ci forma caracteristicii volt-amper). Caracteristica volt-amper a detectorului poate fi considerată drept linie frîntă numai la amplitudini mari ale semnalului aplicat. Efectul detecției se obține ca rezultat al deranjării oscilațiilor simetrice de către detector și realizării unei valori medii a impulsurilor de curent obținute. De aceea, componenta de joasă frecvență a curentului din circuitul detectorului poate fi determinată calculînd valoarea medie aritmetică a amplitudinilor curentului în semiperioadele pozitive și negative ale tensiunii de înaltă frecvență modulată (fig. 4-58):

$$U=U_0(1+m\sin\Omega t)\sin\omega t.$$

Ecuația înfășurătoarei amplitudinilor curentului pentru semiperioadele pozitive este:

$$I_+=I_0+S_1U_0(1+m\sin\Omega t).$$

Ecuația înfășurătoarei amplitudinilor curentului pentru semiperioadele negative este:

$$I_-=I_0-S_2U_0(1+m\sin\Omega t),$$

unde $S_1=\operatorname{tg}\alpha_1$; $S_2=\operatorname{tg}\alpha_2$ este panta porțiunii corespunzătoare a caracteristicii.

Valoarea medie a anvelopelor curentului este:

$$I_\Omega=\frac{I_++I_-}{2}=I_0+\frac{(S_1-S_2)\,U_0}{2}+\frac{(S_1-S_2)\,mU_0}{2}\sin\Omega t,$$

adică componenta de joasă frecvență a curentului din circuitul detectorului nu conține armonice cu frecvența de modulație (iar pentru unele frecvențe de modulație nu conține nici frecvențe de combinație). Prin urmare, la detecția liniară, înfășurătoarea curentului din circuitul detectorului este funcție liniară de înfășurătoarea tensiunii de înaltă frecvență, modulată; distorsiunile de neliniaritate din detectorul liniar lipsesc.

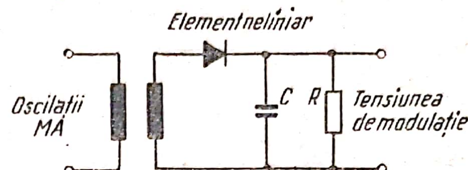


Fig. 4-59. Schema detectorului pentru oscilații modulate în amplitudine cu filtru simplu.

Componentele de înaltă frecvență, care se obțin la orice tip de detecție, pot fi filtrate cu ajutorul unui filtru simplu format din condensatorul C și rezistența R (fig. 4-59). Pentru înlăturarea tensiunii de înaltă frecvență (cu pulsație ω) și păstrarea tensiunii cu frecvența de modulație pe rezistența R este necesar ca această rezistență să fie mult mai mare decît reactanța capacitivă pentru înalta frecvență și mult mai mică decît reactanța capacitivă la frecvența de modulație:

$$\frac{1}{\omega C}\ll R\ll\frac{1}{\Omega C}.$$

Detecția oscilațiilor MF și MIF constă în transformarea acestor oscilații în oscilații MA care, după aceasta, sînt detectate prin metoda descrisă mai sus. Transformarea oscilațiilor MF și MIF în oscilații MA se realizează cu ajutorul **detectorului de frecvență (discriminatorul)**. Un detector de frecvență simplu este format dintr-un circuit dezacordat față de frecvența purtătoare. Din fig. 4-60 se vede că la variația pulsației ω variază

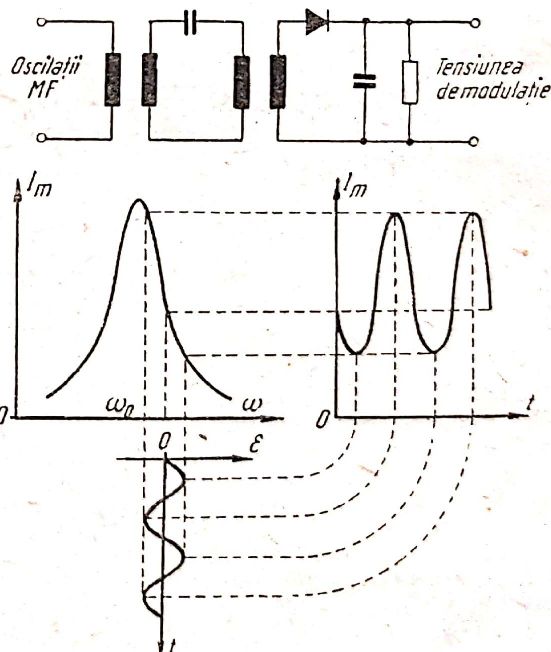


Fig. 4-60. Detecția oscilațiilor modulate în frecvență.

amplitudinea curentului de înaltă frecvenţă din circuit, adică apar oscilaţii MA, care sînt apoi detectate şi filtrate prin metoda obişnuită.

Detecţia MIA şi MID nu diferă de loc de detecţia oscilaţiilor MA.

La detecţia oscilaţiilor MIF, ele sînt întii transformate în oscilaţii MIA sau MID, iar apoi detectate cu ajutorul unui detector de amplitudine obişnuit.

Schimbarea de frecvenţă

Se numeşte schimbare de frecvenţă orice deplasare a spectrului semnalului pe scara frecvenţelor spre frecvenţele mai înalte sau mai joase, fără distorsionarea spectrului. In sens mai larg al cuvîntului schimbarea de frecvenţă are loc în orice proces care este însoţit de apariţia unor noi componente de frecvenţă (modulaţie, detecţie, multiplicarea frecvenţei etc.). In teoria radiorecepţiei prin *schimbarea de frecvenţă* se înţelege transformarea oscilaţiei de înaltă frecvenţă modulată în oscilaţie cu altă frecvenţă păstrîndu-se tipul modulaţiei (fig. 4-61).

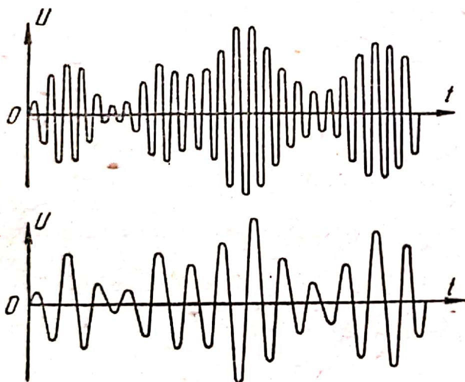


Fig. 4-61. Schimbarea de frecvenţă cu păstrarea tipului de modulaţie.

Pentru schimbarea de frecvenţă semnalul recepţionat este înmulţit cu un semnal cu pulsaţia ω primit de la un generator special numit *heterodină*. La multiplicarea frecvenţei fiecare componentă (ω) a spectrului semnalului dă două oscilaţii, una egală cu frecvenţa sumă $(\omega_h+\omega)$, iar alta egală cu frecvenţa diferenţă $(\omega_h-\omega)$, deoarece

$$U_h \sin \omega_h t U_0 \sin \omega t = \frac{U_h U_0}{2} \times [\cos(\omega_h-\omega)t - \cos(\omega_h+\omega)t].$$

Astfel, ca rezultat al multiplicării tensiunii semnalului (fig. 4-62, *a*) cu tensiunea heterodinei (fig. 4-62, *b*) se obţin două spectre de modulaţie cu frecvenţele purtătoare $\omega_0-\omega_h$ şi $\omega_0+\omega_h$ (fig. 4-62, *c*). De obicei se foloseşte spectrul de modulaţie cu frecvenţa purtătoare de diferenţă $\omega_{int}=\omega_0-\omega_h$, numită *frecvenţă intermediară*. Pentru separarea acestei frecvenţe, în circuitul de sarcină al schimbătorului de frecvenţă se conectează *filtrul de frecvenţă intermediară* (caracteristica lui este reprezentată în fig. 4-62, *d*). La ieşirea acestui filtru, spectrul semnalului este deplasat în domeniul frecvenţelor mai joase (fig. 4-62).

Inmulţirea tensiunilor este necesară pentru schimbarea de frecvenţă şi ea se realizează, de obicei, cu ajutorul unui tub electronic cu mai multe grile, cu dublă comandă. Tensiunea semnalului $U(\omega)$ se aplică pe una din grilele tubului. Tensiunea heterodinei $U_h(\omega_h)$ se aplică pe o altă grilă şi modifică periodic panta tubului. Ca rezultat, amplificarea schimbătorului de frecvenţă variază o dată cu frecvenţa heterodinei, iar tensiunea de la ieşire

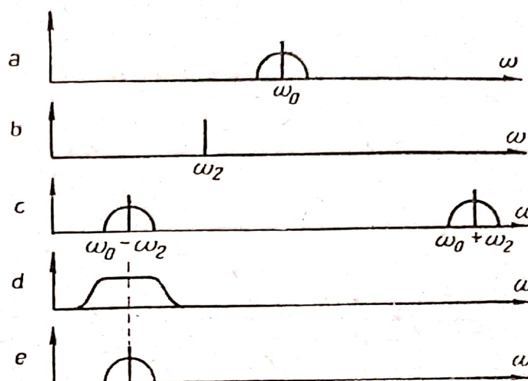


Fig. 4-62. Schimbarea de frecvenţă.

$$U_{sch}=K_{sch}U(\omega)=U_h(\omega_h)\,U(\omega)$$

este proporţională cu produsul dintre tensiunea semnalului şi cea a heterodinei.

Dacă frecvenţa heterodinei este modificată astfel încît diferenţa dintre frecvenţa heterodinei şi a semnalului să rămînă constantă, atunci poate fi folosit acelaşi filtru de frecvenţă intermediară pentru recepţionarea semnalului oricărei staţii de radio. Pe aceasta se bazează principiul de funcţionare a *receptorului superheterodină*.

Dacă heterodina este acordată exact pe frecvenţa purtătoare a semnalului, atunci frecvenţa intermediară devine egală cu zero şi spectrul de modulaţie a semnalului se deplasează în domeniul frecvenţelor joase. Ca rezultat al unei astfel de schimbări de frecvenţă se restabilesc frecvenţele de modulaţie şi, de aceea, ea se numeşte *detecţie sincronă*.

4-5. GENERAREA OSCILAŢIILOR

Schema generatorului de oscilaţii

Se numeşte generator de oscilaţii radio dispozitivul în care procesul oscilator apare şi se menţine fără o acţiune perodică exterioară. Astfel de oscilaţii care apar independent se numesc autooscilaţii. Frecvenţa, amplitudinea şi forma autooscilaţiilor stabilite sînt determinate numai de proprietăţile sistemului autooscilant.

Menţinerea autooscilaţiilor necesită un anumit consum de energie; de aceea, în componenţa generatorului de oscilaţii trebuie să intre o *sursă de energie*. De fapt, generatorul de oscilaţii este un transformator al energiei sursei de tensiune continuă în energia alternativă a autooscilaţiilor.

Pentru menţinerea frecvenţei necesare a autooscilaţiilor în generator se foloseşte adesea un circuit oscilant,

deoarece frecvența oscilațiilor proprii ale circuitului este determinată numai de parametrii lui

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Însă, prin el însuși, circuitul oscilant nu poate servi drept generator de oscilații, deoarece oscilațiile proprii ale circuitului se amortizează datorită pierderii de energie în

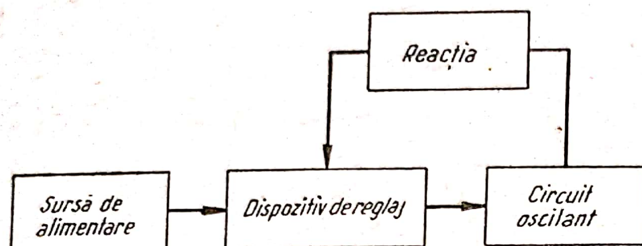


Fig. 4-63. Elementele principale ale generatorului de oscilații.

rezistența lui ohmică. Oscilațiile întreținute cer o compensare totală a tuturor pierderilor existente în generator.

Energia necesară pentru compensarea pierderilor trebuie să fie luată de la sursa de alimentare în anumite cantități și în ritmul oscilațiilor care au apărut în circuit. Pentru aceasta în componența generatorului trebue să intre un *dispozitiv de reglaj* comandat din partea circuitului oscilant prin circuitul de reacție (fig. 4-63).

Elementele principale ale generatorului de oscilații, enumerate mai sus, pot fi găsite în formă evidentă sau nu în orice schemă practică.

In schema generatorului cu tuburi, cu reacție inductivă și cu circuit oscilant în circuitul de placă (fig. 4-64), pierderile de energie din circuitul oscilant sînt compensate în contul impulsurilor de curent de placă. Aplicarea energiei de la bateria anodică în circuitul oscilant depinde de tensiunea de pe grila tubului, adică grila realizează funcția dispozitivului de reglare. La rîndul său, tensiunea de pe grilă este determinată de oscilațiile din circuitul oscilant. Reacția este realizată prin bobina L_1 în circuitul de grilă, care este cuplat inductiv cu bobina circuitului oscilant.

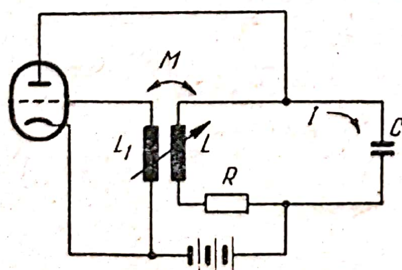


Fig. 4-64. Generatorul cu tub electronic cu reacție inductivă, cu circuitul oscilant în circuitul anodic.

In cazul reacției inductive, circuitul oscilant al generatorului cu tuburi poate să se găsească în circuitul anodic sau în cel de grilă (fig. 4-65). Principiul de funcționare a acestei scheme nu se deosebește de cazul precedent: compensarea pierderilor din circuitul oscilant este realizată prin impulsuri de curent anodic, iar grila tubului reglează aceste impulsuri și, la rîndul său, este comandată de circuitul oscilant.

Nu există deosebiri de principiu nici în schema cu cuplajul prin autotransformator (fig. 4-66). Originalitatea

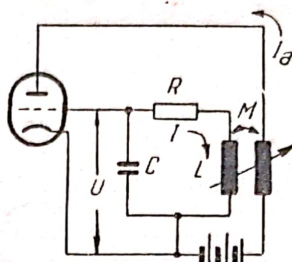


Fig. 4-65. Generatorul cu tub electronic cu reacție inductivă, cu circuitul oscilant în circuitul de grilă.

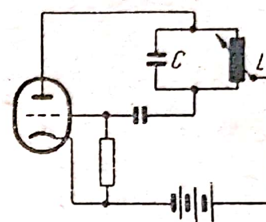


Fig. 4-66. Generatorul cu tub electronic cu reacție prin autotransformator (schema în trei puncte).

acestei scheme constă numai în conectarea circuitului oscilant complex paralel la circuitul anodic și în reacția prin autotransformator (tensiunea se aplică în circuitul de grilă de pe o parte a bobinei din circuitul oscilant). Condensatorul și rezistența din circuitul de grilă nu au nici o legătură cu procesul autooscilant, deși ele sînt elemente necesare ale schemei: condensatorul servește pentru a preîntîmpina aplicarea tensiunii bateriei anodice pe grilă, iar rezistența asigură calea pentru componenta continuă a curentului de grilă (fără această rezistență pe grilă se acumulează sarcini negative, tubul se blochează și oscilațiile se întrerup).

Reacția la generatorul cu tuburi poate fi inductivă sau capacitivă. De exemplu, tensiunea de reacție poate fi aplicată, din circuitul anodic, pe grilă cu ajutorul unui potențiometru format din capacitatea C_1 și inductanța L_1 (fig. 4-67). De cele mai multe ori nici nu este necesar un condensator special; este suficientă capacitatea dintre electrozii anod-grilă C_{ag} (fig. 4-68).

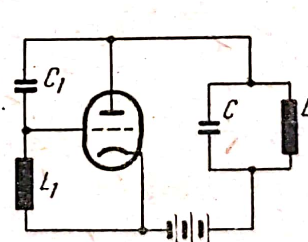


Fig. 4-67. Generator cu tub electronic cu reacție capacitivă.

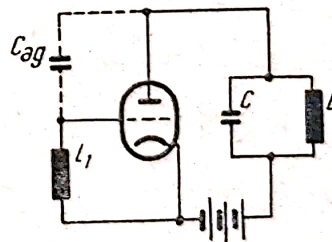


Fig. 4-68. Generator cu tub electronic cu reacție prin capacitățile dintre electrozi grilă-anod).

In schema generatorului se pot conecta două circuite oscilante în loc de unul singur. De exemplu, bobina L_1 poate fi înlocuită cu reactanța creată de un circuit oscilant. Această înlocuire nu schimbă principiul de funcționare a generatorului cu tuburi. Dar în generatorul cu două circuite oscilante este posibil să se realizeze modificarea frecvenței,

variind parametrii unuia dintre circuite, iar pentru alegerea mărimii optime a reacției și regimului generatorului pot fi variați parametrii celuilalt circuit oscilant. Se folosesc trei

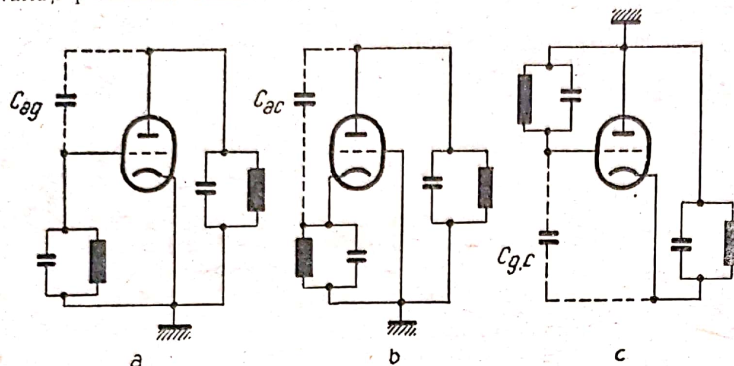


Fig. 4-69. Generatoare cu tuburi electronice cu două circuite oscilante.

variante de scheme ale generatoarelor cu tuburi cu două circuite oscilante: a) schema cu catod comun; b) schema cu grilă comună; c) schema cu anod comun (fig. 4-69).

Condiția de autoexcitație a generatorului

Orice conductor care are o rezistență ohmică absoarbe energia curentului care circulă prin el. Se consideră rezistența unui astfel de conductor drept pozitivă. Dacă conductorul nu absoarbe energia curentului, atunci rezistența sa ohmică trebuie considerată egală cu zero. Dacă însă conductorul (sau un sistem de conductoare) nu absoarbe energie, ci o cedează, atunci este natural ca rezistența unui astfel de conductor să fie considerată negativă.

Un exemplu de sistem cu rezistență negativă este generatorul cu tuburi. Existența unor oscilații stabile în circuitul oscilant al generatorului dovedește lipsa de pierderi în el. Mai mult decît atît, circuitul oscilant nu numai că nu consumă energie alternativă dar o și cedează (de exemplu, în antenă). Prin urmare, circuitul trebuie să aibă o rezistență negativă și deoarece rezistența R a circuitului real este pozitivă, pentru autoexcitația generatorului în circuit trebuie să se introducă o rezistență negativă suplimentară R_{-}, astfel încît

$$R+R_{-}\leqslant 0.$$

Aceasta este tocmai condiția de autoexcitare a generatorului.

Cauza fizică a introducerii rezistenței negative R_{-} o constituie acele cantități de energie care vin în circuitul oscilant de la sursa de energie sub acțiunea dispozitivului de reglare. Teoria generatorului cu tuburi cu cuplajul inductiv (fig. 4-65) dă următoarea mărime a rezistenței negative introduse în circuitul oscilant

$$R_{-}=-\frac{MS_0}{C},$$

unde:

M este coeficientul de inducție mutuală între bobina din circuit L și bobina de reacție L_1;

S_0 — panta inițială a caracteristicii tubului.

Astfel, condiția de autoexcitație a generatorului cu tuburi, cu cuplajul inductiv, este inegalitatea

$$R-\frac{MS_0}{C}\leqslant 0,$$

adică pentru excitația generatorului cu tuburi este nevoie să se mărească reacția.

Regimul staționar al generatorului

Vom examina procesul autooscilațiilor stabilite în generatorul cu tuburi cu reacție inductivă și cu circuitul oscilant în grilă (fig. 4-65). Pentru a ține seama de neliniaritatea fenomenului de autooscilație se va folosi noțiunea de pantă medie. Se numește p a n t ă m e d i e a tubului raportul dintre amplitudinea primei armonice a curentului anodic și amplitudinea tensiunii sinusoidale de pe grila de comandă:

$$S_{med}=\frac{I_{a1}}{U_m}.$$

Panta medie nu este o mărime constantă, ci depinde de amplitudinea oscilației U_m. Dar în regimul staționar al generatorului amplitudinea oscilațiilor rămîne neschimbată și, de aceea, panta medie poate fi considerată o mărime constantă.

Să determinăm f.e.m. introdusă în circuitul oscilant prin circuitul de reacție. Această f.e.m. poate fi considerată ca fiind dată numai de armonica întîi a impulsurilor de curent anodic:

$$\dot{E}=j\omega M\dot{I}_{a1},$$

deoarece circuitul filtrează celelalte armonice și aportul lor poate fi neglijat.

Înlocuind aici

$$\dot{I}_{a1}=S_{med}\dot{U}=S_{med}\cdot\frac{1}{j\omega C}\dot{I},$$

obținem

$$\dot{E}=\dot{I}\cdot\frac{MS_{med}}{C}.$$

Forța electromotoare introdusă în circuitul oscilant creează o cădere de tensiune pe elementele circuitului oscilant. Conform celei de-a doua ecuații a lui Kirchhoff

$$\dot{E}=\dot{I}\cdot\left[R+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)\right].$$

Egalînd ultimele două ecuații ale f.e.m. introduse, obținem:

$$\frac{MS_{med}}{C}=R+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right).$$

Din această egalitate rezultă imediat două relații importante:

1) valoarea pulsației oscilațiilor generate

$$\omega=\frac{1}{\sqrt{LC}};$$

2) condiția care trebuie îndeplinită la oscilații stabile

$$R-\frac{MS_{med}}{C}=0.$$

Deoarece panta medie este funcție de amplitudinea oscilației U_m, ultima egalitate poate fi privită ca o ecuație pentru determinarea amplitudinii oscilațiilor stabilite.

Ecuația

$$S_{med}-\frac{RC}{M}=0$$

poate fi rezolvată pe cale grafică.

Să presupunem, de exemplu, că panta medie descrește monoton o dată cu creșterea tensiunii U_m (fig. 4-70), ceea ce este caracteristic pentru așa-numitele sisteme ușor autooscilante. Amplitudinea oscilațiilor stabilite U_{m0} va fi dată de punctul de intersecție dintre curba pantei medii și dreapta de reacție. O dată cu creșterea reacției (adică cu creșterea lui M), dreapta de reacție coboară și amplitudinea oscilațiilor stabilite crește. Invers, dacă reacția descrește, atunci dreapta reacției se ridică și amplitudinea oscilațiilor stabilite descrește pînă cînd panta medie devine egală cu panta inițială S_0; în această situație $U_{m0}=0$. Pentru valorile mai mici ale reacției oscilațiile nu sînt posibile, pentru că nu este îndeplinită condiția de autoexcitație.

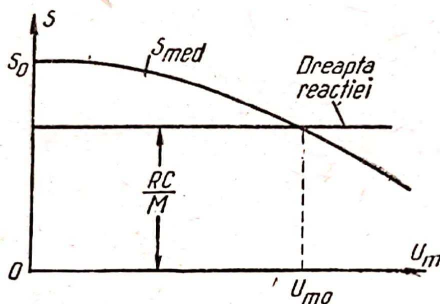


Fig. 4-70. Modul de determinare a amplitudinii oscilațiilor în sistemul ușor autooscilant.

In sistemul greu autooscilant panta medie crește mai întîi o dată cu creșterea amplitudinii U_m, iar apoi descrește (fig. 4-71). Dacă dreapta reacției ocupă poziția indicată în fig. 4-71, atunci oscilațiile nu pot apărea de la sine, pentru că nu este îndeplinită condiția de autoexcitație. Dar dacă i se comunică sistemului autooscilant impulsul $U_m > U_{m1}$, atunci amplitudinea oscilațiilor va începe să crească singură pînă la valoarea U_{m0}. Necesitatea impulsului inițial este caracteristică pentru sistemul greu autooscilant. Sistemul greu autooscilant poate fi transformat în sistem ușor autooscilant pe calea unei astfel de creșteri a reacției, încît dreapta de reacție să se situeze mai jos de valoarea $S=S_0$.

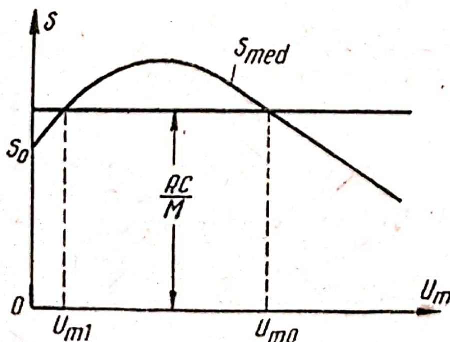


Fig. 4-71. Determinarea amplitudinii oscilațiilor în sistemul greu autooscilant.

Generatoare cu rezistență-capacitate, de oscilații sinusoidale (generatoare RC)

In toate generatoarele de oscilații sinusoidale, examinate mai sus, există un sistem oscilant cu două sisteme reactive de acumulare a energiei — inductiv L și capacitiv C. Existența lor asigură posibilitatea variației continue a curentului în timp, datorită „pompării" energiei dintr-un sistem de acumulare în altul și înapoi. Insă o asemenea „pompare" a energiei poate fi realizată alegîndu-se drept acumulatoare de energie nu capacitate și inductanță, ci de exemplu, două sau mai multe capacități.

Astfel, ar fi greșit să presupunem că oscilațiile sinusoidale pot apărea numai în sistemele care conțin circuitul oscilant LCR. O întrebuințare largă au căpătat și generatoarele cu rezistență-capacitate, de oscilații sinusoidale.

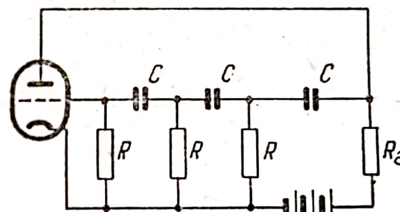


Fig. 4-72. Oscilatorul RC.

Una din schemele unui astfel de generator RC este reprezentată în fig. 4-72. Dacă se alege $SR > 29$, atunci în această schemă au loc, practic, autooscilații sinusoidale cu frecvența

$$\omega=\frac{1}{\sqrt{6}RC}.$$

Frecvența oscilațiilor în generatoarele RC este invers proporțională cu puterea întîi a capacității și nu cu rădăcina ei pătrată, așa cum se întîmplă în generatoarele LC. Datorită acestui fapt, la o aceeași variație a capacității, în generatoarele RC se realizează o acoperire de frecvență mult mai mare.

Generatoarele RC sînt deosebit de comode pentru obținerea unei game mari de joasă frecvență pornind de la cîțiva herți și ajungînd pînă la cîțiva kiloherți. Folosirea generatoarelor LC în această gamă necesită bobine de inducție prea mari.

Oscilații de relaxare

O largă folosire își găsesc, de asemenea, oscilațiile nesinusoidale, numite, de obicei, *oscilații de relaxare*. In generatoarele de relaxare în loc de două elemente de acumulare reactive de energie (generatoarele LC sau generatoarele RC) se folosește un singur element acumulator. Intr-un astfel de generator procesul oscilator constă în aceea că elementul acumulează energie pînă la atingerea unui anumit nivel superior. Apoi dispozitivul de reglare

descarcă acumulatorul pe circuitul de descărcare, pînă cînd rezerva de energie atinge un anumit nivel inferior. Dispozitivul de reglare se declanşează din nou şi conectează acumulatorul pentru încărcare. Dispozitivul de reglare este comandat, la rîndul său, de reacţia care vine de la elementul de acumulare şi care asigură comutarea dispozitivului de reglare numai cînd energia elementului de acumulare atinge două niveluri fixe — superior şi inferior. Amplitudinea oscilaţiilor este determinată de diferenţa dintre aceste niveluri energetice.

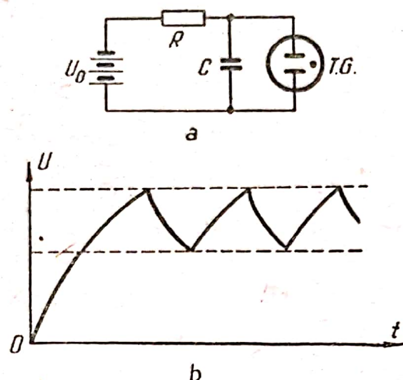


Fig. 4-73. Oscilatorul de relaxare cu tub cu descărcare în gaze.

Generatorul de relaxare cel mai simplu este cel cu tub cu descărcare în gaze (fig. 4-73, *a*). In el ca element de acumulare serveşte condensatorul *C*, care se încarcă din bateria U_0 prin rezistenţa *R*. Ca dispozitiv de reglare serveşte tubul cu descărcare în gaze *TG*. Cînd tensiunea de pe condensatorul care se încarcă atinge mărimea tensiunii de aprindere a tubului cu descărcare în gaze, în acesta din urmă se produce ionizarea gazului şi rezistenţa tubului scade brusc. Condensatorul începe să se descarce pe această rezistenţă mică a tubului. Cînd se atinge mărimea tensiunii condensatorului la care ionizarea încetează, atunci rezistenţa tubului creşte şi începe din nou încărcarea condensatorului. In final, tensiunea pe condensator oscilează între două niveluri, aşa cum se arată în fig. 4-73, *b*.

Particularităţile de generare ale undelor decimetrice şi centimetrice

Tubul electronic poate servi ca regulator fără inerţie, al curentului trimis de sursa de alimentare în circuitul oscilant numai în cazul în care timpul de zbor al electronilor în tub este mult mai mic decît perioada oscilaţiilor generate. Pentru lungimile de undă decimetrice şi mai mici, timpul de zbor al electronilor în interiorul tubului devine comparabil cu perioada oscilaţiilor. Aceasta provoacă o întîrziere în variaţia curentului care circulă prin tub faţă de variaţia tensiunii pe grila lui şi duce la un regim de lucru nefavorabil al generatorului şi la imposibilitatea de a obţine o putere suficientă. De aceea, pentru generarea undelor decimetrice şi mai mici se folosesc tuburi electronice speciale, în care sînt folosite efectele de interacţiune între fluxul electronic şi unda electromagnetică.

Să presupunem că fluxul de electroni se deplasează în spaţiul în care există unda electromagnetică. Cîmpul electric al undei, acţionînd asupra electronilor, poate face să crească sau să se micşoreze viteza de deplasare a fiecărui electron şi să schimbe chiar direcţia acestei deplasări. Ca rezultat, suma energiei cinetice şi a celei potenţiale a electronului nu rămîne constantă, ci are loc o modificare a energiei totale. Modificarea energiei poate fi atît pozitivă, cît şi negativă, adică în procesul de interacţiune electronul ori ia energie de la cîmpul undei, ori cedează o parte din energia sa cinetică undei electromagnetice.

In diferite puncte ale spaţiului, cîmpul electric al undei are diferite faze de oscilaţie şi, de aceea, acţionează în mod diferit asupra electronilor aflaţi în mişcare. Acei electroni ai fluxului, care sînt frînaţi de cîmp se numesc în f a z ă, iar electronii care sînt acceleraţi de cîmp, adică iau energie de la cîmp, în a n t i f a z ă. Datorită diferenţei dintre vitezele de mişcare ale electronilor în fază şi în antifază, fluxul de electroni îşi pierde omogenitatea : densitatea curentului, în diferitele puncte ale fluxului electronic devine diferită.

Oscilaţiile neamortizate în unda electromagnetică pot fi menţinute numai în cazul cînd în spaţiul de interacţiune a electronilor cu unda numărul de electroni în fază va depăşi numărul celor în antifază. Astfel, procesul de lucru al generatorului nu trebuie să sorteze electronii doar în cei în fază şi cei în antifază, ci trebuie să asigure şi un număr mai mare de electroni în fază faţă de cei în antifază. Acesta este principiul de transmitere a energiei de la sursa de alimentare, care creează fluxul electronic, la cîmpul electromagnetic pentru a menţine în el oscilaţiile neamortizate. Acest principiu a dus la diferite rezolvări constructive de generatoare, cum sînt clistronul, magnetronul tubul cu undă progresivă şi tubul cu undă inversă.

Clistronul. Schema clistronului este reprezentată în fig. 4-74. Filamentul *1* încălzeşte catodul oxidat *2*. Electronii emişi de catod sînt dirijaţi de electrodul de focalizare *3* spre spaţiul de interacţiune dintre grilele *4* şi *5* ale cavităţii rezonatoare toroidale *6*. Dacă condiţia de autooscitaţie a clistronului este îndeplinită, atunci între grilele rezonatorului acţionează o tensiune alternativă, care comunică electronilor o acceleraţie pozitivă sau negativă, datorită cărui fapt se obţine o grupare în densitatea electronilor

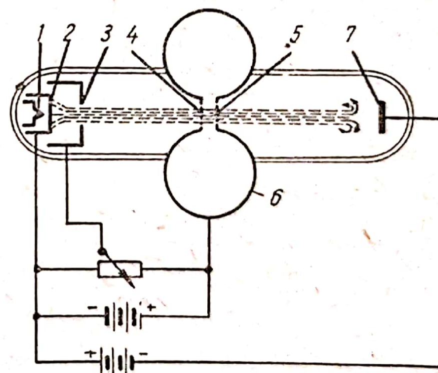


Fig. 4-74. Schema clistronului :
1 — filamentul ; 2 — catodul ; 3 — electrodul de focalizare ; 4 şi 5 — grilele ; 6 — cavitatea rezonatoare ; 7 — reflectorul.

care au părăsit rezonatorul. Mai departe electronii întîlnesc cîmpul de frînare al reflectorului *7*, care are un potenţial negativ, îşi inversează sensul mişcării şi întorcîndu-se ajung din nou în spaţiul de interacţiune.

Dacă regimul clistronului este bine ales, atunci grupurile compacte ale fasciculelor de electroni întîlnesc, la

înapoierea în rezonator, cîmpul frînat. In acest caz, electronii își cedează energia cinetică cîmpului rezonatorului și, astfel, energia sursei de alimentare, care creează fasciculul de electroni, se transformă în oscilațiile electromagnetice ale rezonatorului. Electronii grupurilor care au cedat energia sînt în fază, dar numărul lor este neînsemnat.

Clistroanele se folosesc, în special, ca oscilatoare în receptoarele ce lucrează pe lungimi de undă centimetrice. Variația frecvenței oscilațiilor generate se realizează, de obicei, pe calea deformării peretelui cavității rezonatoare.

Magnetronul. Schema magnetronului este reprezentată în fig. 4-75. Acest tub conține un catod cilindric *1*, încălzit de filamentul *2*, blocul anodic *3*, format din mai

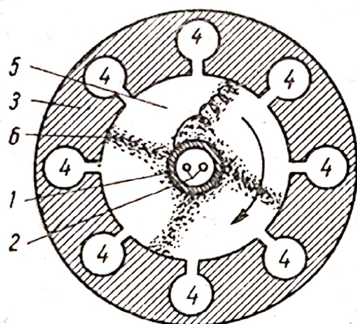


Fig. 4-75. Schema magnetronului :
1 — catodul ; *2* — filamentul ; *3* — blocul anodic ; *4* — cavitățile rezonatoare ; *5* — spațiul de interacțiune ; *6* — compactizarea electronilor.

multe cavități rezonatoare *4*, și spațiul de interacțiune *5*, care separă catodul de anod. Sursa de alimentare este aplicată între catod și anod. In afară de aceasta, există și un magnet permanent, care creează un cîmp magnetic ale cărui linii de forță trec prin spațiul de interacțiune paralel cu suprafața catodului.

Astfel, electronii emiși de catod se află sub acțiunea a trei cîmpuri : cîmpul electric continuu al sursei de alimentare, cîmpul magnetului permanent și cîmpul electric alternativ al rezonatoarelor magnetronului. Cîmpul sursei de alimentare imprimă electronilor viteza de lucru necesară. Cîmpul magnetic continuu deformează traiectoriile electronilor și-i silește să se miște de-a lungul suprafeței blocului anodic.

Datorită acestui fapt, electronii creează cîmpuri electrice alternative în rezonatoare și interacționează cu aceste cîmpuri. Electronii, care se deplasează de la catod spre anod, formează un nor electronic care se rotește în jurul catodului și în care densitatea electronilor nu este uniformă. In acele locuri unde cîmpul electric de înaltă frecvență al rezonatoarelor frînează electronii, se formează grupări *6*, numite s p i ț e l e norului electronic.

La alegerea corectă a dimensiunilor magnetronului și a regimului său (tensiunea de placă, inducția magnetică) spițele norului electronic se află totdeauna în locurile cîmpului de frînare al cavităților rezonatoare, asigurîndu-se astfel transformarea energiei sursei de alimentare în energia oscilațiilor de înaltă frecvență. Frecvența oscilațiilor generate este determinată, în principal, de dimensiunile geometrice ale rezonatoarelor.

Tubul cu undă călătoare. Schema tubului cu undă călătoare este reprezentată în fig. 4-76. Electronii emiși de catodul *1* ajung în cîmpul electric al anodului *2* și capătă viteza necesară pentru funcționare. Cîmpul sistemului magnetic *3* este îndreptat de-a lungul axei tubului. Sub acțiunea acestui cîmp, electronii sînt focalizați într-un fascicul îngust, care trece prin interiorul unei spirale metalice *4* spre colectorul *5*. Spirala formează un sistem de încetinire. Unda electromagnetică, excitată la intrarea *6* a sistemului de încetinire, se mișcă de-a lungul spirelor spiralei cu viteza luminii ; viteza de propagare a undei de-a lungul axei spiralei este de atîtea ori mai mică decît viteza luminii, de cîte ori lungimea spirei spiralei este mai mare decît pasul acesteia.

Dacă această viteză se face aproximativ egală cu viteza electronilor, atunci are loc interacțiunea cea mai eficace între electroni și undă. Intr-un sector unda accelerează electronii, iar în altul îi încetinește. Electronii accelerați îi ajung din urmă pe cei întîrziați și fasciculul electronic devine neomogen.

In cazul alegerii corecte a regimului tubului, frînarea electronilor are loc în locurile grupării lor, iar accelerarea, în locurile de rărire a lor. De aceea, procesul de transmitere a energiei de la electroni la cîmp prevalează față de procesul invers și amplitudinea undei crește pe măsura înaintării ei de la intrarea *6* spre ieșirea *7* a sistemului de încetinire, adică are loc efectul de amplificare.

Dacă se leagă acuma intrarea cu ieșirea, cu ajutorul liniei de reacție *8* astfel încît oscilațiile care vin de la ieșire să coincidă ca fază cu oscilațiile existente la intrare, atunci va avea loc generarea oscilațiilor neamortizate. Frecvența acestor oscilații depinde de dimensiunile geometrice ale sistemului.

Tuburile cu undă călătoare se împart în tuburi cu undă directă, în care electronii și unda se mișcă în același sens, și tuburi cu undă inversă, în care electronii și unda se mișcă la intercepție. In acest din urmă caz sînt posibile, de asemenea, efectele de amplificare și generare. Schema tubului cu undă inversă conține aceleași elemente,

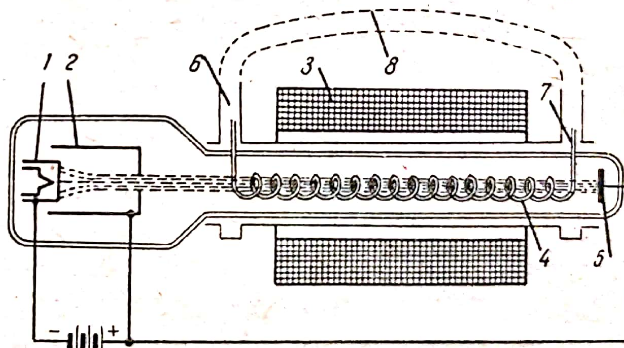


Fig. 4-76. Schema tubului cu undă călătoare :
1 — catodul ; *2* — anodul ; *3* — sistemul magnetic ; *4* — spirala ; *5* — colectorul ; *6* — intrarea ; *7* — ieșirea ; *8* — linia de reacție.

dar intrarea și ieșirea sistemului de încetinire își schimbă locurile reciproc. Linia de reacție este de prisos, pentru că generarea oscilațiilor neamortizate este posibilă pe seama legăturilor interne ale procesului de interacțiune dintre cîmp și fluxul de electroni.

Marele avantaj al generatorului cu tub cu undă călătoare constă în dependența frecvenței de tensiunea anodului, ceea ce permite să se regleze foarte simplu frecvența oscilațiilor generate între limite foarte mari.

PROPAGAREA UNDELOR RADIO

5-1. NOŢIUNI DESPRE UNDELE RADIO

Se numesc u n d e r a d i o oscilaţiile electromagnetice care se folosesc pentru transmiterea semnalelor la distanţă fără a folosi conductoarele. Undele radio se formează ca rezultat al radiaţiilor unui corp oarecare (de obicei antenă) excitat de o sursă de oscilaţii de înaltă frecvenţă (de obicei un generator de înaltă frecvenţă) şi reprezintă un cîmp electromagnetic care variază periodic şi în care cîmpul electric şi magnetic variază într-o strînsă legătură reciprocă şi orice variaţie a cîmpului electric provoacă apariţia cîmpului magnetic (şi invers).

Perioada (frecvenţa) oscilaţiilor cîmpului electromagnetic este determinată de frecvenţa sursei de excitaţie şi nu variază în procesul de propagare a undelor radio, dacă emiţătorul şi receptorul sînt ficşi. Dacă însă emiţătorul, receptorul, sau ambele în acelaşi timp, se află în mişcare unul faţă de celălalt, atunci frecvenţa semnalelor recepţionate se deosebeşte de frecvenţa semnalelor emise (efectul Doppler), deoarece apropierea emiţătorului de receptor duce la creşterea, iar depărtarea duce la descreşterea frecvenţei iniţiale f cu mărimea :

$$F_D = v_r \frac{f}{v},$$

unde v_r este componenta radială a vitezei de apropiere (depărtare);

v — viteza de propagare a undelor radio.

Undele pot fi reprezentate sub formă de vectori (fig. 5-1), care caracterizează intensitatea cîmpului electric (vectorul E) şi intensitatea cîmpului magnetic (vectorul H).

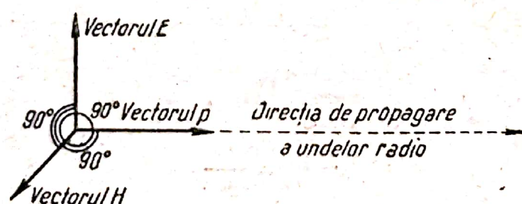


Fig. 5-1. Poziţia vectorilor de intensitate a cîmpului electric şi magnetic la propagarea undelor radio în spaţiul liber.

În sistemul de unităţi practice, intensitatea cîmpului electric se măsoară în volţi pe metru (V/m), iar intensitatea cîmpului magnetic, în amperi pe metru (A/m). Cînd mediul este aerul, atunci intensităţile cîmpurilor sînt legate între ele prin relaţia :

$$\frac{E}{H} = 120\pi.$$

Această mărime este numită adesea i m p e d a n ţ a c a r a c t e r i s t i c ă a s p a ţ i u l u i.

Viteza constantă de propagare în mediul omogen este o proprietate importantă a undelor radio. In calcule, aerul poate fi considerat, cu aproximaţie, drept mediu omogen.

Viteza de propagare a undelor radio în vid este de 300 000 km/s. Intr-un mediu oarecare, viteza de propagare v este determinată de permeabilitatea dielectrică specifică ε şi permeabilitatea magnetică μ a mediului respectiv :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}},$$

unde c=300 000 km/s.

Lungimea de undă λ este egală cu distanţa pe care o parcurge unda radio într-o perioadă a oscilaţiilor cîmpului electromagnetic (fig. 5-2).

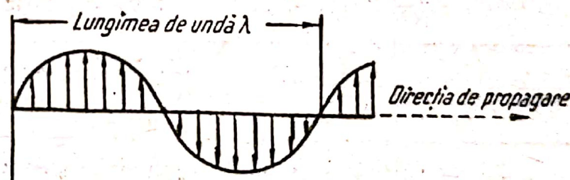


Fig. 5-2. Lungimea de undă.

Gamele undelor radio sînt date în tabela 5-1.

Frontul undei radio se numeşte suprafaţa ale cărei puncte au aceeaşi fază, adică suprafaţa la care în fiecare punct undele radio, radiate de antenă în toate direcţiile, sosesc în acelaşi timp. Astfel, dacă antena radiază energie în toate direcţiile într-un mediu omogen, atunci, după un oarecare interval de timp, unda radio, propagîndu-se în direcţii diferite cu viteze egale, „va cuprinde" o parte din spaţiu care poate fi delimitată cu o suprafaţă sferică (fig. 5-3, *a*). In orice punct al acestei suprafeţe faza undei radio este aceeaşi. Frontul unei astfel de unde radio se numeşte f r o n t s f e r i c.

Tabela 5-1

Gamele undelor radio

Denumirea gamei	Lungimea de undă	Frecvenţa	Domeniul de utilizare	Observaţii
Unde lungi (UL)	Peste 3000 m	Sub 100 kHz	Comunicaţii radiotelegrafice, transmitere de informaţii meteorologice, uneori în radionavigaţie	Se folosesc rar în sistemul metric al împărţirii în game. Undele cu lungimea de la 1000 pînă la 10 000 m sînt numite lungi, iar cele de peste 10 000 m, foarte lungi
Unde medii (UM)	200—3000 m	1,5 MHz—100 kHz	Radiodifuziune, comunicaţii radiotelegrafice şi radiotelefonice, radionavigaţie	In sistemul metric, gamei de UM îi corespund undele cu lungimea 100—1000 m
Unde scurte (US)	10—200 m	30—1,5 MHz	Radiodifuziune, comunicaţii radiotelegrafice şi cele ale radioamatorilor, legătura cu cosmosul etc.	Uneori undele de 10—50 m sînt considerate US, iar cele de 50—200 m se consideră unde intermediare. In sistemul metric gamei de US îi corespund lungimile de undă de 10—100 m
Unde ultrascurte (UUS)	1 mm—10 m	300 000 —30 MHz	—	—
a) unde metrice	1—10 m	300—30 MHz	Radiodifuziune, televiziune, radiolocaţie, radioamatorism etc.	Subîmpărţirea UUS corespunde sistemului metric. Uneori la grupa UUS se adaugă şi undele submilimetrice (sub 1 mm)
b) unde decimetrice	10 cm—1 m	3000—300 MHz	Televiziune, radiolocaţie, comunicaţii prin radiorelee, astroradionavigaţia etc.	
c) unde centimetrice	1—10 cm	30 000—3000 MHz		
d) unde milimetrice	1 mm—1 cm	300 000—30 000 MHz	Radiolocaţie etc.	

In practică, de cele mai multe ori, ne interesează frontul undei radio la distanţe foarte mari de antena de emisie şi pe o porţiune redusă a spaţiului unde are loc „scoaterea" energiei de frecvenţă radio de către antena de recepţie. In acest caz, frontul undei poate fi considerat p l a n (fig. 5-3, *b*).

Transportul energiei radio are loc în direcţia de propagare a undelor radio şi se determină cu ajutorul vectorului Umov-Pointing *p*. Acest vector este perpendicular pe vectorii *E* şi *H* (fig. 5-1), iar sensul său se determină cu ajutorul regulei „burghiului". Mărimea vectorului *p* determină densitatea fluxului de energie de frecvenţă radio, adică arată ce cantitate de energie „trece" în 1 s printr-o suprafaţă de 1 m², aşezată perpendicular pe direcţia de propagare a undelor radio

$$p=EH=\frac{E^2}{120\pi}.$$

Polarizarea undelor radio este determinată de orientarea vectorului *E* al undei radio în spaţiu, iar aşezarea vectorului determină direcţia de polarizare. Planul care trece prin direcţia de polarizare şi direcţia de propagare a undelor radio se numeşte plan de polarizare. In funcţie de direcţie, polarizarea undelor radio poate fi l i n i a r ă

(numită uneori și plană), c i r c u l a r ă și e l i p t i c ă. Caracterul polarizării este determinat de construcția și orientarea antenei de emisie.

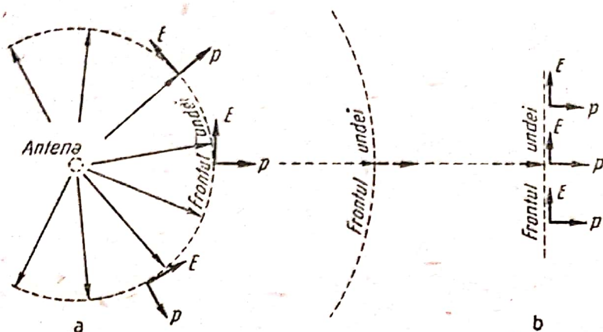


Fig. 5-3. Explicarea noțiunii de „frontul undei“ : a — frontul sferic ; b — frontul plan.

În cazul polarizării liniare, vectorul E, variind periodic, în procesul propagării rămîne paralel cu el însuși (fig. 5-4). Majoritatea tipurilor de antene creează unde polarizate liniar. Astfel, de exemplu, antena sub formă de dipol vertical radiază o undă liniară cu polarizare verticală. Pentru o recepție mai eficace, dipolul antenei de recepție trebuie să fie orientat de asemenea vertical.

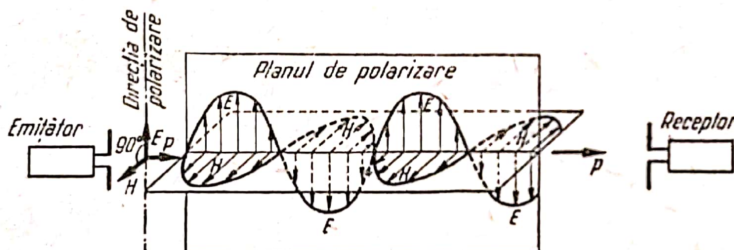


Fig. 5-4. Polarizarea liniară a undelor radio.

În cazul polarizării circulare, vectorul E se rotește cu frecvența undei radio, descriind, la propagare, cu un capăt al său o linie în spirală (fig. 5-5). În acest caz, mărimea vectorului E rămîne constantă. Pe un parcurs egal cu lungimea de undă, vectorul E se rotește cu 360°. Pentru a crea o undă cu polarizare circulară, în principiu, sînt necesare două antene dipol de emisie, aranjate la 90° una

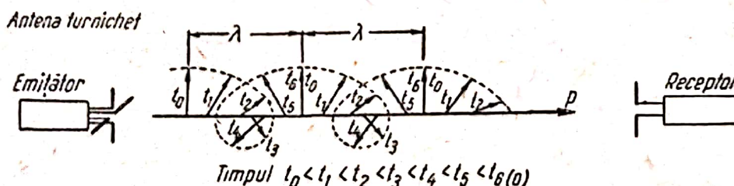


Fig. 5-5. Polarizarea circulară a undelor radio.

față de cealaltă, care se alimentează cu curenți cu amplitudine egală, dar cu un defazaj de 90°. Undele radio cu polarizare circulară sînt radiate, de exemplu, de antenele în spirală și turnichet. Recepția undelor cu polarizare circulară este posibilă atît cu antenele de același tip, cît și cu dipoli obișnuiți, așezați, pentru o recepție mai eficace, în planul perpendicular pe direcția de propagare a undei radio.

Undele radio cu polarizare eliptică se deosebesc de cele cu polarizare circulară prin aceea că amplitudinea vectorului E nu rămîne constantă la rotirea lui.

La propagarea undelor radio în spațiul liber, vectorii E și H se află în planul perpendicular pe direcția de propagare. Asemenea unde sînt numite cu p o l a r i z a r e t r a n s v e r s a l ă. Într-o serie de cazuri la propagarea undelor radio, de exemplu în ionosferă sau în apropiere de limita de separare aer—pămînt, are loc o distorsionare a polarizării inițiale și apare unda p o l a r i z a t ă l o n g i t u d i n a l, în care vectorul E are o componentă și de-a lungul direcției de propagare. Aceasta permite să se recepționeze undele lungi și medii create de antenele verticale și să se folosească antene orizontale.

Reflexia undelor radio este proprietatea undelor de a-și schimba direcția de propagare atunci cînd în calea lor se ivește vreun obstacol sau un mediu cu parametrii electrici care se deosebesc esențial de cei ai mediului inițial de propagare (de exemplu, ionosferă). Intensitatea semnalului reflectat crește o dată cu creșterea dimensiunilor obiectelor de la care are loc reflexia, în comparație cu lungimea de undă. Fenomenul de reflexie a undelor radio stă la baza radiolocației.

Interferența undelor radio este determinată de interacțiunea, într-un punct oarecare al spațiului, a două sau a mai multor unde radio, create de o aceeași sursă, dar care au parcurs drumuri diferite și, deci, au faze diferite. Dacă, în această situație, undele care intră în interacțiune au faze apropiate, atunci, ca rezultat, are loc o amplificare a semnalului total; dacă, însă, fazele sînt opuse sau aproape opuse, atunci amplitudinea semnalului total poate deveni egală cu zero sau este mult mai slabă decît cea a semnalului inițial.

5-2. COMPOZIȚIA ȘI STRUCTURA ATMOSFEREI

Atmosfera terestră are un rol mare în propagarea undelor radio.

Atmosfera reprezintă un înveliș gazos al Pămîntului, cu o grosime de aproximativ 2000—3000 km și format, mai ales, din azot, oxigen și vapori de apă. Atmosfera poate fi împărțită în următoarele straturi principale: t r o p o s f e r a, care conține cu aproximație trei pătrimi din întreaga substanță a atmosferei și are drept limită superioară t r o p o p a u z a, care se află, deasupra ecuatorului, la nivelul de 16—18 km, iar la latitudini mai moderate, la nivelul de 10—12 km; s t r a t o s f e r a, care este situată deasupra troposferei, pînă la înălțimi de ordinul a 60—80 km, și se caracterizează prin faptul că aici nu se găsesc aproape de loc vapori de apă; i o n o s f e r a se află deasupra stratosferei și se caracterizează prin faptul că aici există un număr foarte mare de particule cu sarcină electrică, electroni și ioni, care apar ca rezultat al descompunerii (ionizării) moleculelor neutre de aer. Ionizarea are loc sub acțiunea radiațiilor ultraviolete și corpusculare ale Soarelui, a razelor cosmice, precum și sub acțiunea fluxului de meteori, care pătrund continuu în atmosfera Pămîntului (zeci de miliarde de particule de meteori în douăzeci și patru de ore).

Conform concepţiilor formate înainte de a se lansa sateliţii artificiali ai Pămîntului şi rachetele cosmice, ionosfera se caracteriza prin existenţa a cîtorva maxime de

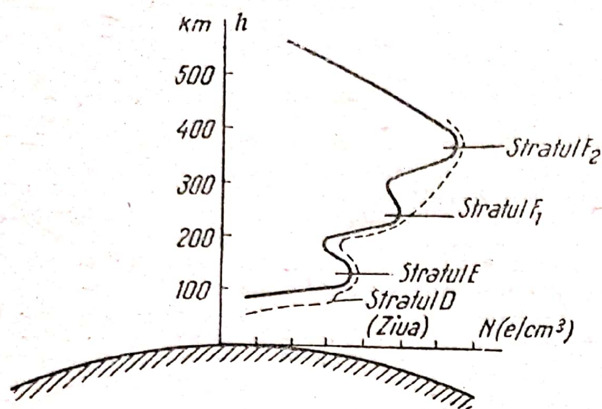


Fig. 5-6. Tabloul structurii ionosferei conform vechilor concepţii.

ionizare (fig. 5-6). La înălţimea de 60—90 km, ziua, există stratul *D* (noaptea acest strat dispare). Mai departe se situează stratul *E*, care are maximul de concentraţie a electronilor la înălţimea de aproximativ 110—130 km. Mai sus se află stratul *F*, care vara (ziua) se împarte în două straturi şi anume, F_1 şi F_2. Stratul F_1 are un maxim de concentraţie a electronilor la o înălţime de ordinul a 200—230 km, iar stratul F_2 — la înălţimea de 350—400 km. De la strat la strat ionizarea creşte, atingînd valoarea maximă în stratul F_2. Mai sus de stratul F_2 ionizarea scade. Gradul de ionizare a straturilor indicate nu rămîne constant, ci variază mult în funcţie de anotimp şi de la o zi la alta, de latitudine, de variaţie periodică a activităţii solare (perioada de 11 ani) şi din alte cauze.

Datele măsurărilor, obţinute ca rezultat al lansării sateliţilor artificiali ai Pămîntului şi rachetelor geofizice, au permis să se precizeze, iar într-o serie de cazuri să se şi schimbe concepţiile anterioare despre ionosferă. Astfel, s-a constatat că părerea asupra existenţei unui strat *E*, precis delimitat, nu este justă. În realitate, deasupra maximului de concentraţie electronică, la înălţimea de 100—120 km, se află domeniul de ionosferă în care concentraţia de elec-

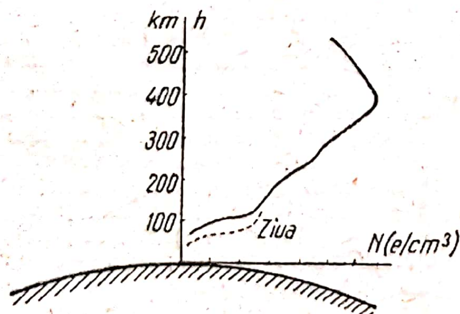


Fig. 5-7. Tabloul aproximativ al structurii ionosferei conform concepţiilor moderne.

troni descreşte foarte puţin, iar apoi, pe măsura creşterii înălţimii, creşte lin pînă la maximul de bază al ionizării situat la o înălţime de circa 300 km (fig. 5-7). După aceea, pe măsura creşterii mai departe a înălţimii, concentraţia electronică scade treptat. Astfel, dacă de la înălţimea de 100 pînă la 300 km concentraţia electronică creşte în medie de 10—15 ori, de la 300 pînă la 500 km ea scade aproximativ de 2 ori.

Concepţia, care a dăinuit mulţi ani, despre structura ionosferei ca mediu stratificat a fost folosită pe scară largă de către autorii cărţilor de radiotehnică la explicarea proceselor de propagare a undelor radio. Nu este necesar să renunţăm la împărţirea obişnuită de pînă acum, a ionosferei în straturi, pentru că această împărţire uşurează explicarea particularităţilor de propagare a undelor radio din game diferite. Trebuie, totuşi, să ţinem minte că împărţirea ionosferei „în straturi" este pur convenţională.

5-3. CĂILE POSIBILE DE PROPAGARE A UNDELOR RADIO

Propagarea undelor radio este puternic influenţată de suprafaţa pămîntului, troposferă şi ionosferă. De aceea, undele radio se pot propaga între instalaţiile de emisie

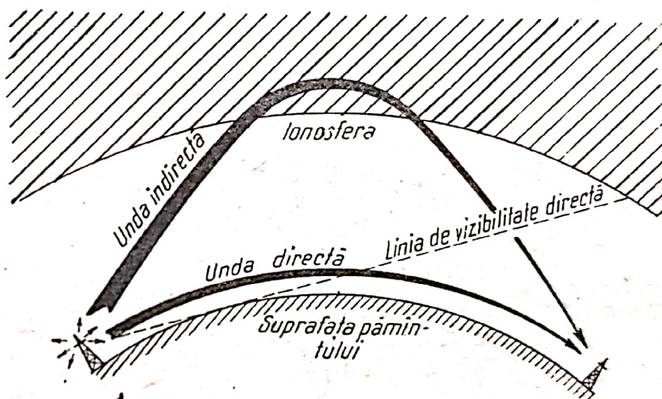


Fig. 5-8. Căile posibile de propagare a undelor radio.

radio şi radiorecepţie, situate pe pămînt, pe două căi: de-a lungul suprafeţei pămîntului (în stratosferă), pe baza aşa-numitei unde de suprafaţă (terestre) şi pe baza undei spaţiale provenită prin reflexia undelor radio de către ionosferă (fig. 5-8).

Undele de suprafaţă

Propagarea undelor radio la distanţe mari prin unde de suprafaţă se explică prin difracţia undelor radio, precum şi prin refracţia şi dispersia lor în troposferă. Uneori refracţia şi dispersia undei se numesc fenomene troposferice.

Se numeşte *difracţia undelor radio* proprietatea acestora de a ocoli, într-o oarecare măsură, obstacolele întîlnite în cale. Astfel de obstacole sînt: convexitatea scoarţei terestre, munţii, diferitele construcţii etc.

Difracţia apare ca rezultat al excitaţiei de către unda radio a unor oscilaţii de înaltă frecvenţă pe suprafaţa obstacolelor. Aceste oscilaţii provoacă, la rîndul lor, radiaţia unor unde radio (asemenea radiaţiilor antenei), care excită sectoarele învecinate ale suprafeţei. Totalitatea acestor excitaţii duce la transmiterea unei părţi oarecare din energia de frecvenţă radio în domeniul de spaţiu, umbrit pentru antena de emisie a staţiei de radio.

O parte din energia undelor radio este consumată prin încălzirea suprafeței solului, apei, a materialului construcțiilor și altor obiecte, care reprezintă, de obicei, pentru undele radio un mediu semiconductor. O dată cu micșorarea lungimii de undă pierderile de energie cresc. De aceea difracția joacă un rol important în cazul undelor lungi. Pentru undele scurte și, cu atît mai mult pentru cele ultrascurte, fenomenul de difracție poate fi neglijat.

Se numește **refracție** fenomenul de curbare a traiectoriei de propagare a undelor radio care are loc la trecerea dintr-un mediu în altul, din cauza diferenței dintre vitezele de propagare în aceste medii, precum și la propagarea undelor radio în mediul neomogen, datorită variației vitezei de propagare de la un punct la altul.

Primul caz are loc la trecerea undei radio, care se propagă din aer în sol sau în apă, precum și la trecerea din straturile inferioare ale atmosferei în ionosferă.

Cel de-al doilea caz are loc la propagarea undelor radio în troposferă, care este un mediu neomogen, din cauza creșterii vitezei de propagare a undelor radio pe măsura creșterii densității aerului cu înălțimea. In acest caz, sectoarele din frontul undei situate la o înălțime oarecare deasupra suprafeței terestre se propagă cu o viteză mai mare decît sectoarele de front situate mai jos. Sectoarele de la o înălțime mai mare parcurg în același interval de timp un drum mai lung decît cele plasate mai jos: frontul de undă se înclină, treptat, în direcția suprafeței terestre, ceea ce permite transmiterea energiei cu frecvență radio dincolo de limitele „vizibilității directe" (fig. 5-9).

Refracția undelor radio în troposferă este determinată, în cea mai mare măsură, de condițiile meteorologice și, în funcție de acestea, se poate manifesta mai mult sau mai puțin. Undele radio din toate gamele sînt supuse refracției. In propagarea undelor ultrascurte se manifestă refracția, dar nu se manifestă difracția.

Se numește **dispersia undelor radio** în troposferă schimbarea arbitrară (dezordonată) a direcției de propagare a undelor radio datorită existenței unor zone de neomogenități care se formează la amestecul straturilor ascendente și descendente ale aerului (cu temperaturi diferite).

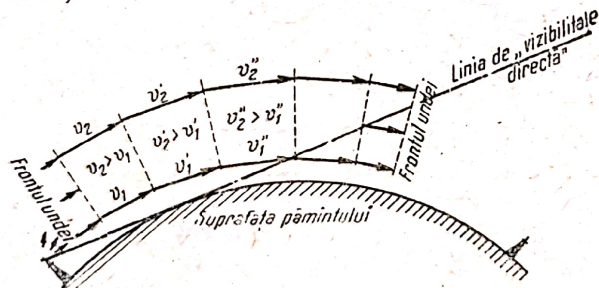


Fig. 5-9. Fenomenul de refracție a undelor radio în troposferă.

In zonele de neomogenități, care există în troposferă întotdeauna, valorile temperaturii, presiunii și umidității aerului se deosebesc întrucîtva de mărimile respective din sectoarele vecine ale mediului aerian. De aceea, viteza de propagare a undelor radio de la un sector la altul al mediului aerian variază arbitrar, sau, după cum se spune, fluctuează. Ca rezultat, diferitele sectoare ale frontului de undă parcurg, în același timp, drumuri diferite și frontul undei devine curbiliniu, adică undele sînt dispersate în direcții diferite (fig. 5-10).

Curburile frontului de undă nu sînt mari și partea principală a energiei de înaltă frecvență se propagă în linie dreaptă ca și cum dispersia undelor radio nu ar fi existat. O mică parte din energie pătrunde, sub unghiuri mici față de direcția inițială de propagare, dincolo de limitele de vizibilitate directă.

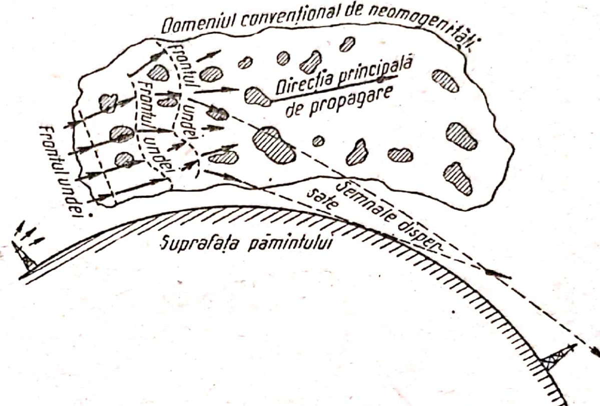


Fig. 5-10. Fenomenul de dispersie a undelor radio în troposferă.

In legătură cu dimensiunile mici ale zonelor de neomogenitate din troposferă, fenomenul de dispersie a undelor radio se manifestă, mai ales, în gama de unde ultrascurte. Pentru aceasta, zonele fac să existe o sursă de cîmp slab, permanent, al emițătoarelor radio care lucrează departe, dincolo de limitele vizibilității directe.

Pentru recepția cîmpurilor de dispersie sînt necesare receptoare sensibile și antene direcționale. Recepția undelor radio de dispersie este legată de atenuări destul de mari și se caracterizează prin distorsionarea semnalelor recepționate, care au un spectru larg de frecvențe (semnale în impulsuri, modulate în frecvență și altele), pentru că la locul de recepție vin simultan semnale dispersate din diferitele sectoare ale troposferei și care sînt mult defazate între ele.

Undele spațiale (indirecte)

Propagarea undelor radio la distanțe mari, cu ajutorul undelor indirecte, se explică prin refracția în ionosferă.

Viteza de deplasare a frontului undei radio în ionosferă v_i diferă de viteza de propagare a lui în aer și depinde de concentrația electronică N și de frecvența undei radio f:

$$v_i = \frac{c}{\sqrt{1 - k_i \frac{N}{f^2}}}$$

unde k_i este un factor constant, iar $c = 3 \cdot 10^8$ m/s.

La frecvența dată f, creșterea concentrației electronilor duce la creșterea vitezei de deplasare a frontului undei. De aceea, atunci cînd unda radio pătrunde în ionosferă, sub un unghi oarecare, sectoarele frontului de undă, situate la înălțime mai mare, le depășesc pe cele aflate la înălțime mai mică, frontul undei se curbează și la o concentrație suficientă a electronilor, la o oarecare înălțime, frontul undei se poate „întoarce" în direcția Pămîntului,

ceea ce condiţionează întoarcerea unei anumite părţi din energia de înaltă frecvenţă spre Pămînt (fig. 5-11).

Curbarea traiectoriei de deplasare a undei radio în ionosferă este cu atît mai mare, cu cît este mai mare concentraţia electronilor şi cu cît este mai mică frecvenţa undei radio.

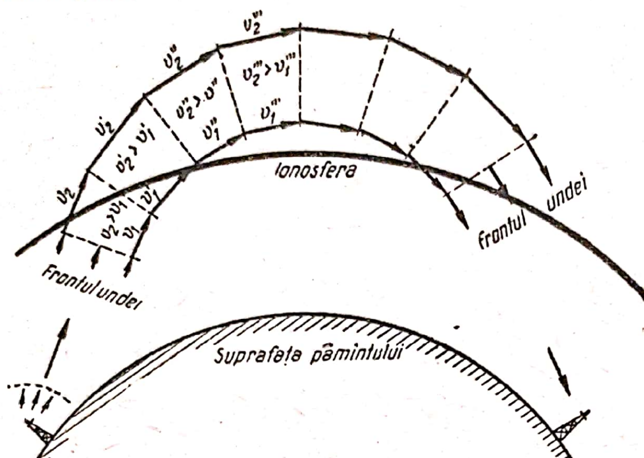


Fig. 5-11. Refracţia undelor radio în ionosferă.

Pe lîngă refracţie, undele radio suferă în ionosferă şi o absorbţie. O dată cu creşterea lungimii de undă, creşte absorbţia energiei pe frecvenţa radio: în sectoarele de mică înălţime ale ionosferei pierderile de energie sînt mai mari decît în sectoarele situate la înălţime mai mare.

Cu cît este mai lină traiectoria de incidenţă a undelor radio, adică cu cît este mai mic unghiul de înălţare a undei deasupra suprafeţei Pămîntului, cu atît mai uşor sînt îndeplinite condiţiile pentru înapoierea undelor spaţiale pe Pămînt (fig. 5-12). Undele mai lungi se pot reflecta dacă fac un unghi de incidenţă mai mare cu ionosferă decît cele mai scurte. Undele ultrascurte (sub 4—5 m), în condiţiile obişnuite, nu se reflectă de ionosferă nici chiar la unghiuri

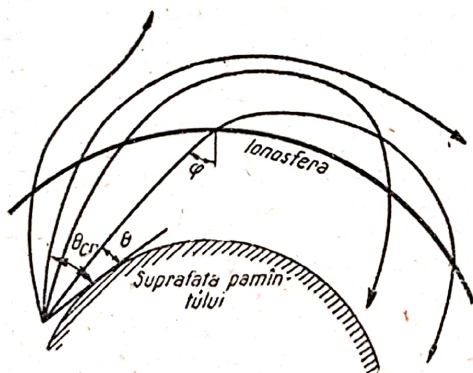


Fig. 5-12. Influenţa unghiului de înălţare a undei radio incidente asupra refracţiei în ionosferă:

θ — unghiul de înălţare; φ — unghiul de incidenţă.

de incidenţă foarte mici; ele pătrund prin ionosferă (cu o oarecare curbare a traiectoriei lor) şi pleacă în spaţiul cosmic.

Frecvenţa maximă la care undele radio se reflectă de la „stratul" respectiv la incidenţa verticală pe ionosferă se numeşte *frecvenţă critică* f_{cr}.

Pentru fiecare unghi de atac (θ), la o concentraţie electronică dată, există o frecvenţă maxim utilizabilă (FMU): undele cu frecvenţele mai mari decît FMU nu se înapoiază, iar undele cu frecvenţele mai joase decît FMU se înapoiază la Pămînt, FMU fiind legată de f_{cr} prin aşa-numita „lege a secantei".

$$\text{FMU} = \frac{f_{cr}}{\sin\theta} = f_{cr} \sec\varphi,$$

unde φ este unghiul de incidenţă a undei radio cu ionosfera.

În ionosferă au loc atît variaţii „regulate" ale concentraţiei electronice (în limitele a 24 de ore, de la sezon la sezon etc.), cît şi variaţii întîmplătoare provocate, de exemplu, de mişcarea în vîrtej a aerului ionosferic. Totodată apar neomogenităţi cu concentraţie electronică mult mărită, mai ales în părţile inferioare ale ionosferei, la nivelul inferior al stratului *E*. În prezenţa acestor neomogenităţi în ionosferă este posibilă chiar reflexia undelor metrice.

Distanţa maximă pe care o parcurge unda radio pe drumul emiţător — ionosferă — Pămînt nu depăşeşte 4000—4500 km. Însă este posibilă reflectarea succesivă, multiplă a undelor radio de la ionosferă şi de la Pămînt, în care caz distanţa de acţiune a undelor indirecte poate atinge 10 000—15 000 km şi mai mult (pe unde scurte).

Particularitatea recepţionării undelor spaţiale constă în existenţa *amortizării semnalelor* (fedinguri) cu durata de la fracţiuni de secundă pînă la cîteva zeci de secunde (şi mai mult). Fedingurile sînt, de cele mai multe ori, cauzate de interferenţa undelor radio, care au parcurs drumuri diferite şi, de aceea, au faze diferite. De exemplu, adesea, la locul de recepţie interferează unde, din care una suferă, în calea străbătută pînă la punctul de recepţie, o singură reflexie, iar cea de-a doua, o reflexie dublă de la ionosferă. Cîmpul rezultant la locul de recepţie, în lipsa defazării, aproape se dublează. La defazarea cu 180° semnalul nu se mai aude. Acest fenomen poartă numele de feding.

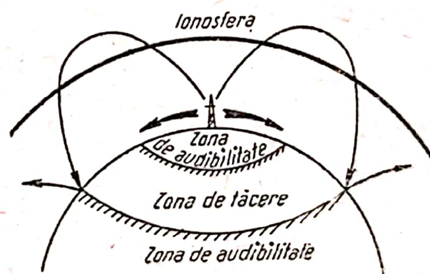


Fig. 5-13. Formarea zonei de tăcere în undele scurte.

Recepţia undelor spaţiale pe undele scurte se caracterizează prin existenţa unei *zone de tăcere*, care apare datorită faptului că la o distanţă oarecare de emiţător unda de suprafaţă este slabă, iar prima undă reflectată de la ionosferă se înapoiază la o îndepărtare relativ mare de emiţător (fig. 5-13).

5-4. PARTICULARITĂŢILE DE PROPAGARE A UNDELOR ULTRASCURTE (UUS)

Pentru gama de UUS undele fundamentale sînt cele troposferice de suprafaţă. Pentru undele mai lungi de 4—5 m prezintă importanţă şi undele spaţiale.

În legătură cu pierderile mari de energie în sol, la puteri mici ale emiţătoarelor, difracţia UUS este slabă. La recepţia UUS dincolo de limitele „vizibilităţii directe", se manifestă mai puternic refracţia şi dispersia undelor în troposferă.

În multe cazuri, se caută obţinerea unor linii de radiocomunicaţii stabile pe UUS, folosindu-se emiţătoare de putere mică (de cîţiva waţi sau zeci de waţi) şi radioreceptoare cu sensibilitate redusă (de ordinul a 1 mV), deoarece nu interesează bătăile la distanţe mari, ci în limi-

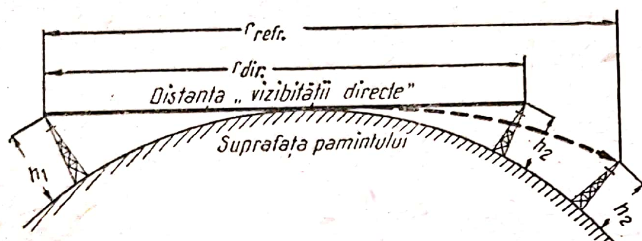


Fig. 5-14. Distanţa de „vizibilitate directă" fără a ţine seama şi ţinînd seama de refracţie.

tele vizibilităţii directe între antena de emisie şi cea de recepţie (fig. 5-14). Această distanţă (în kilometri) poate fi determinată cu ajutorul formulei

$$r_{dir}=3{,}57\left(\sqrt{h_1}+\sqrt{h_2}\right),$$

în care h_1 şi h_2 sînt înălţimile la care sînt aşezate antenele de emisie şi de recepţie.

În unele cazuri, distanţa posibilă a radiocomunicaţiilor se alege ţinîndu-se seama de refracţia „normală" a undelor radio în atmosferă. Această distanţă se determină cu ajutorul formulei

$$r_{refr}=4{,}12\left(\sqrt{h_1}+\sqrt{h_2}\right).$$

În calculul intensităţii cîmpului electric pe liniile radio de distanţă mică ($r<r_{dir}$), cînd este îndeplinită condiţia $h_1h_2\leqslant\frac{r\lambda}{18}$, folosirea formulei „patratice" a lui B. A. Vvedenski dă rezultate bune:

$$E_e=\frac{2{,}18\sqrt{P_\Sigma G}h_1h_2}{r^2\lambda},$$

unde E_e este valoarea eficace a vectorului de intensitate a cîmpului electric, în mV/m;
P_Σ — puterea emiţătorului, în kW;
G — cîştigul antenei de emisie.

Exemplu. Să se determine intensitatea cîmpului la distanţa $r=10$ km de la emiţător, dacă $P_\Sigma=25$ W; $G=20$; $\lambda=1$ m; $h_1=25$ m; $h_2=10$ m.

Se verifică aplicabilitatea formulei lui B. A. Vvedenski la condiţiile date în problemă:

$$h_1h_2=250\ \text{m}^2;\quad \frac{r\lambda}{18}=\frac{10\cdot10^3\cdot1}{18}\approx555\ \text{m}^2,$$

deci formula poate fi folosită.

Înlocuind mărimile corespunzătoare în formula de calcul al cîmpului, se obţine:

$$E_e=\frac{2{,}18\sqrt{25\cdot10^{-3}\cdot20}\cdot25\cdot10}{10^2\cdot1}=3{,}8\ \text{mV/m}.$$

Intensitatea cîmpului imediat după limitele vizibilităţii directe poate fi determinată cu aproximaţie cu ajutorul formulei de difracţie.

$$E_e=\frac{4{,}25\sqrt{P_\Sigma G}\,h_1h_2fr_{dir}^{n-2}}{r^n},$$

unde n este indicele care arată amortizarea cîmpului dincolo de orizont, care depinde de frecvenţa de lucru f şi se determină cu ajutorul graficului din fig. 5-15.

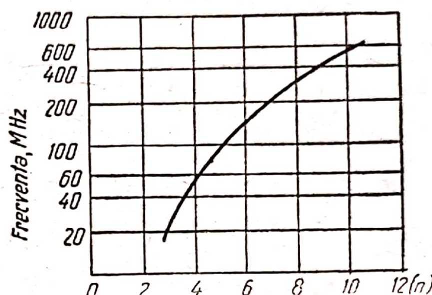


Fig. 5-15. Graficul gradului de atenuare a cîmpului undelor radio dincolo de orizont.

Exemplu. Să se determine intensitatea cîmpului la locul de recepţie dacă toate celelalte condiţii rămîn cele din exemplul anterior, iar $r=40$ km.

Distanţa de vizibilitate directă este

$$r_{dir}=3{,}57\left(\sqrt{25}+\sqrt{10}\right)\approx29{,}1\ \text{km}.$$

Deoarece $r>r_{dir}$, pentru calcule se poate folosi formula de difracţie. La lungimea de undă $\lambda=1$ m corespunde frecvenţa $f=300$ MHz. După grafic se găseşte pentru $f=300$ MHz, $n\approx8$.

Înlocuind valorile necesare în formulă, se obţine:

$$E_e=\frac{4{,}25\sqrt{25\cdot10^{-3}\cdot20}\cdot25\cdot10\cdot300\cdot29{,}1^6}{40^8}=6{,}67\ \mu\text{V/m}.$$

Pentru a recepţiona un semnal atît de slab este necesar un receptor cu o sensibilitate foarte mare şi o antenă suficient de bine dirijată.

Însă, în multe cazuri, cînd distanţele de la emiţător sînt de cîteva ori sau chiar de mai multe zeci de ori mai mari decît distanţa de vizibilitate directă, se observă sistematic cîmpuri a căror intensitate depăşeşte mult (uneori de sute şi mii de ori) valorile obţinute prin calculele efectuate după teoria clasică a difracţiei. De obicei recepţia semnalelor la astfel de distanţe este condiţionată de dispersia undelor radio în straturile inferioare ale troposferei. În cazul unor antene puţin directive, de tipuri identice atît la emiţător cît şi la receptor, intensitatea cîmpului departe de limitele „vizibilităţii directe" poate fi determinată cu ajutorul formulei „cîmpului disipat" cu condiţia ca lăţimea caracteristicii de directivitate a antenelor să fie $\alpha^\circ>0{,}004^\circ r$:

$$E_e\approx3\frac{\sqrt{P_\Sigma G}}{r^{3/2}}.$$

Exemplu. Să se determine intensitatea cîmpului la distanţa de 400 km de emiţător, dacă $P_\Sigma=1$ kW, $G=13$.

Antena, care are $G=13$, are lățimea caracteristicii de directivitate de aproximativ 40°. Condiția de aplicabilitate a formulei (40° > 0,044° · 400=18°) este îndeplinită. Inlocuind datele în formulă, se obține:

$$E_e = 3\frac{\sqrt{1 \cdot 13}}{400^{3/2}} \approx 1{,}4 \cdot 10^{-3} \text{ mV/m} = 1{,}4\ \mu\text{V/m}.$$

Efectuind un calcul analog cu formula de difracție (considerînd $h_1=25$ m și $h_2=10$ m), găsim $E_e \approx 0{,}2 \cdot 10^{-3}$ μV/m, adică cîmpul de difracție la locul de recepție este de cîteva mii de ori mai mic decît timpul dispersat în straturile inferioare ale troposferei.

Trebuie să menționăm că distanța maximă a recepției posibile a UUS disipate în troposferă poate atinge 700—800 km și mai mult (uneori pînă la 1000 km) în cazul unei puteri mari a emițătoarelor și al folosirii receptoarelor de o înaltă sensibilitate. Însă calitatea recepției nu este, de obicei, înaltă, din cauza defazărilor undelor radio care sosesc la punctul de recepție din diferite părți ale troposferei. Această situație duce la limitarea benzii de frecvențe „lăsate să treacă" de troposferă. In cazul antenelor de recepție cu directivitate redusă, banda de „trecere" a troposferei Δf_{tr} (în MHz) poate fi determinată, cu titlu de orientare, după formula

$$\Delta f_{tr} = \frac{16{,}7}{r^3},$$

în care r este exprimat în sute de kilometri.

Exemplu. Să se evalueze banda de trecere a troposferei pentru linia radio cu lungimea $r=400$ km, dacă antena de recepție are $\alpha=40°$.

Deoarece la recepție este folosită o antenă cu directivitate slabă,

$$\Delta f_{tr} = \frac{16{,}7}{4^3} = 0{,}260 \text{ MHz} = 260 \text{ kHz}.$$

In acest caz, banda de trecere a troposferei nu permite să se facă o recepție satisfăcătoare a unor astfel de emisiuni, cum sînt, de exemplu, cele de televiziune.

Pentru a mări banda de trecere a troposferei este necesar să se folosească antene de emisie și de recepție cu directivitate mare.

Recepția semnalelor dispersate slabe este însoțită de obicei de fedinguri mai mult sau mai puțin profunde („rapide" și „încete"). Fedingurile rapide, cu perioada de ordinul secundelor sau al minutelor, sînt determinate de variațiile survenite în poziția și caracterul neomogenităților din troposferă, iar fedingurile încete, cu perioada de ordinul orelor, se datoresc variației gradului de difracție (creșterea refracției duce la creșterea amplitudinii semnalelor dispersate și invers). Împotriva fedingurilor rapide se poate lupta cu succes, dacă se recepționează semnalele simultan cu două antene, plasate la o distanță de peste 10 λ între ele (antenele se așază de-a lungul liniei perpendiculare pe direcția recepției).

Pe undele mai scurte de 10 cm începe să se resimtă absorbția energiei de frecvențe radio de către vaporii de apă și oxigenul din aer. Pe măsura micșorării lungimii de undă această absorbție crește brusc. In condițiile existenței precipitațiilor apar pierderi de energie suplimentare. De aceea, undele mai scurte de 10 cm se folosesc rareori în radiocomunicații (este drept că ele se folosesc pe scară largă în radiolocația de aviație și marină etc.).

Pe undele mai lungi de 4—5 m se observă reflexia puternică de către ionosferă în anii cu activitate solară intensă (ultimul maxim al acesteia a fost în anul 1957). Însă, în această situație, radiocomunicația are un caracter instabil.

Un caracter mai stabil au comunicațiile radio care se realizează prin dispersia undelor metrice datorită neomogenităților straturilor inferioare ale ionosferei. Pentru a mări siguranța unor astfel de comunicații radio trebuie să se folosească emițătoare cu o putere de zeci de kilowați și antene cu directivitatea pronunțată.

Pot fi folosite și emițătoare cu putere mai redusă în cazul în care lucrul pe linia de comunicații radio se efectuează cu întreruperi, adică atunci cînd linia de comunicații radio se conectează în mod automat numai în momentele de „izbucnire" a ionosferei, provocate de acțiunea cozilor ionizate ale meteorilor. Acest gen de comunicație radio are avantajul că nu cere o schimbare a frecvenței de lucru, în funcție de zi sau an.

Recepția cîmpurilor de UUS dispersate datorită ionosferei este însoțită de fedinguri rapide și profunde. Lupta împotriva fedingurilor se duce pe calea recepției semnalelor cu două (uneori trei) antene, plasate la o distanță de aproximativ 10 λ una de alta. Rezultatele cele mai bune se obțin pe traseele cu lungimea de 1000—25 000 km. La distanțele sub 1000 km de emițător, nivelul semnalelor dispersate în ionosferă scade repede.

5-5. PARTICULARITĂȚILE DE PROPAGARE A UNDELOR SCURTE (US)

Undele scurte directe au un rol neînsemnat: fenomenul de difracție se manifestă slab, dispersia acestor unde în straturile inferioare ale troposferei de asemenea nu are un rol esențial.

Pentru gama de US undele indirecte sînt fundamentale, pentru acestea stratul de reflexie principal este stratul F. Pierderile de energie pe US în ionosferă nu sînt mari, dacă se alege în mod just unda de lucru. De aceea, în gama US se pot asigura, practic, comunicații radio la orice distanțe pe pămînt (cu reflexie multiplă de către ionosferă), fără ca pentru astfel de comunicații să fie necesare emițătoare de mare putere.

Condițiile de propagare a undelor scurte sînt în întregime determinate de starea ionosferei, care se schimbă neîncetat de la zi la noapte, de la sezon la sezon, de la an la an (în decursul ciclului de 11 ani al activității solare).

Pentru comunicații radio la distanțe mari se folosesc în principal unde cu lungimea de la 10 pînă la 100 m. Undele de la 10 pînă la 25 m se folosesc în timpul zilei (cînd este ionizarea maximă), undele de la 35 pînă la 50 m și mai lungi se folosesc pentru comunicații radio în timp de noapte (lipsesc păturile de absorbție inferioare ale ionosferei la nivelul stratului D, iar ionizarea păturilor superioare ale ionosferei pentru aceste unde este suficientă), iar undele de la 25 pînă la 35 m se folosesc în amurg. In general, o astfel de subîmpărțire este convențională și depinde de anotimp, de activitatea solară, de așezarea geografică a liniilor de comunicații radio; în funcție de acestea limitele dintre subgamele respective pot suferi schimbări.

La calculul liniilor de comunicații radio pe US se caută să se determine „grupul" cel mai avantajos de unde și orarul de trecere de pe o undă de lucru pe alta. După aceea, se calculează puterea emițătoarelor, precum și tipul antenei de emisie.

La calculul liniei de comunicații radio pe US un rol mare îl joacă cunoașterea frecvențelor critice f_{cr}, care

se măsoară cu stațiile ionosferice. Ca rezultat al prelucrării măsurărilor se construiesc caracteristicile ionosferice — care sînt grafice pe care se reprezintă dependența frecvențelor critice de perioada zilei, lunii, anului (fig. 5-16). Cu ajutorul acestor grafice este ușor să se determine frecvențele cele mai

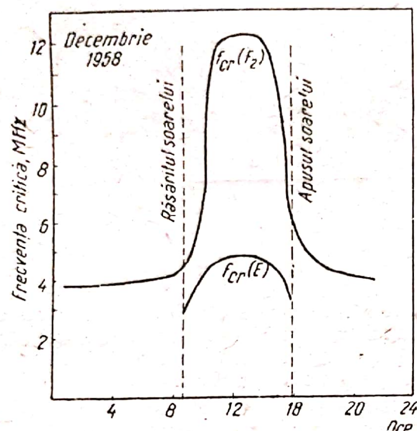


Fig. 5-16. Caracteristica ionosferei.

potrivite pentru diferitele ore ale zilei și pentru latitudinea respectivă. Pentru a se lua în considerație variațiile stării ionosferei în funcție de latitudine trebuie să se dispună de o serie de grafice, fiecare dintre ele fiind întocmit pentru o anumită latitudine.

Dacă comunicațiile radio se efectuează la distanțe mici (pînă la 500—600 km), atunci frecvența de lucru optimă (FLO) se alege apropiată de f_{cr}, deoarece în acest caz unghiul de înălțare este apropiat de 90° (se folosesc antene corespunzătoare cu radiație zenitală):

$$\text{FLO} \approx (0{,}85 \ldots 0{,}9) f_{cr}.$$

Adesea trebuie aleasă o frecvență mai mică decît FLO. Reducerea frecvenței este limitată de creșterea absorbției de energie în ionosferă și frecvența minimă aplicabilă (FMA) este determinată de puterea emițătorului (pentru emițătoarele de putere mai mare poate fi aleasă o FMA mai mică).

Pentru comunicațiile radio la distanțe mai mari de 500—600 km frecvența maximă aplicabilă (FMax.A) crește în comparație cu FLO — această creștere determinîndu-se după legea secantei, unde unghiul φ (sau θ) se determină cu ajutorul unei construcții geometrice simple, cunoscîndu-se lungimea liniei de comunicație. In conformitate cu unghiul φ trebuie orientat și maximul de radiație a antenelor, dacă acestea din urmă sînt direcționale.

Pentru calculul aproximativ al liniilor de comunicație radio pe US în regiunile cu latitudine mijlocie pot fi folosite valorile frecvențelor critice, date în tabela 5-2.

Tabela 5-2

Activitatea solară	Valoarea frecvenței critice, MHz			
	Iarna		Vara	
	Ziua	Noaptea	Ziua	Noaptea
Anii de maxim . . .	14	2	7	4
Anii de minim . . .	8	2	6	4

Pentru calcule mai exacte este necesară folosirea caracteristicilor ionosferice.

La trecerea prin ionosferă se schimbă polarizarea undelor. Unda incidentă polarizată plan „iese" din ionosferă polarizată eliptic sau circular. De aceea, pe US antena de emisie poate fi orizontală, iar cea de recepție, verticală și invers. Antenele orizontale dau un efect mai mare, pentru că perturbațiile atmosferice și mai ales, cele industriale au o polarizare verticală și pentru că la astfel de antene influența solului este mai mică.

5-6. PARTICULARITĂȚILE DE PROPAGARE A UNDELOR MEDII (UM)

In timpul zilei UM sînt puternic absorbite în ionosferă și unda indirectă poate fi neglijată. Bătaia prin unda directă este determinată în mare măsură de lungimea de undă și de conductibilitatea solului. Absorbția minimă la propagarea deasupra mării se obține pentru undele apropiate de 3000 m, iar la propagarea lor deasupra solului uscat (conductibilitate proastă) absorbția maximă se obține pentru undele apropiate de 200 m. Cînd puterea emițătorului este $P_{\Sigma}=1$ kW, în primul caz bătaia atinge 1500 km, iar în cel de-al doilea, numai 100 km. Bătaia stațiilor de radiodifuziune, prin unda directă pe deasupra uscatului, poate atinge 1000 km și chiar mai mult.

Noaptea dispare stratul *D*, care absoarbe UM și în această situație undele indirecte au un rol mare, adesea hotărîtor. In timpul nopții, emițătoarele puternice de UM pot fi recepționate la distanțe de pînă la 4000—5000 km. In acest caz, în zona de recepție simultană a undei directe și a celei indirecte, apar fedinguri destul de dese și accentuate. Fedingurile își pierd din importanță în afara domeniului de acțiune a undelor directe.

Condițiile de comunicații radio pe UM sînt mai bune iarna decît vara, pentru că iarna descrește ionizarea păturilor inferioare ale ionosferei și nivelul perturbațiilor atmosferice, create de descărcările electrice în troposferă. In orașe recepția pe UM depinde mult de nivelul perturbațiilor industriale.

5-7. PARTICULARITĂȚILE DE PROPAGARE A UNDELOR LUNGI (UL)

Pe undele lungi se manifestă atît undele directe cît și cele indirecte (atît ziua, cît și noaptea). Undele indirecte sînt acelea care se reflectă de ionosferă chiar atunci cînd fasciculul radiat are un unghi de înălțare apropiat de 90° (ziua, la nivelul stratului *D*, noaptea, la nivelul stratului *E*).

Condițiile de propagare a UL, practic, nu depind de sezon și de nivelul de activitate solară și nici nu depind prea mult de orele zilei (noaptea, nivelul semnalelor este ceva mai mare). In legătură cu absorbția mare a energiei UL în ionosferă, pentru comunicațiile radio la distanțe mari (la folosirea reflexiei multiple a undelor de către ionosferă și pămînt) este necesar să se folosească emițătoare foarte puternice.

In afară de aceasta, pentru obținerea unor puteri de radiație suficiente pe UL, trebuie folosite antene de dimensiuni foarte mari. Pe UL nu se pot introduce multe posturi, deoarece gama este restrînsă. Toate acestea limitează domeniul lor de folosire.

ANTENE ŞI FIDERI

6-1. NOŢIUNI GENERALE

Se numeşte antenă dispozitivul destinat pentru radiaţia undelor radio la emisie (antena de emisie) sau pentru extragerea energiei din cîmpul undelor radio la recepţie (antena de recepţie). Pe baza principiului reciprocităţii, demonstrat în teoria antenelor, orice antenă de emisie, dacă este folosită ca antenă de recepţie (şi invers), îşi păstrează caracteristicile fundamentale (cum sînt directivitatea, gama de frecvenţe etc.). Din punctul de vedere al construcţiei lor, antenele de emisie şi cele de recepţie uneori diferă.

Orice corp prin care circulă curenţi alternativi radiază unde electromagnetice şi invers, în orice corp unda electromagnetică care ajunge la el produce curenţi alternativi. Însă ambele acţiuni depind de relaţia dintre dimensiunea antenei şi lungimea de undă de lucru. Este necesar ca măcar una din dimensiunile antenei (de exemplu, înălţimea ei) să fie destul de mare în comparaţie cu lungimea de undă. De obicei se consideră că acel conductor a cărui lungime este mai mică decît 1/10 din lungimea de undă este puţin eficace ca antenă. Toate celelalte condiţii fiind egale, puterea de radiaţie a conductorului creşte proporţional cu patratul frecvenţei curentului de alimentare.

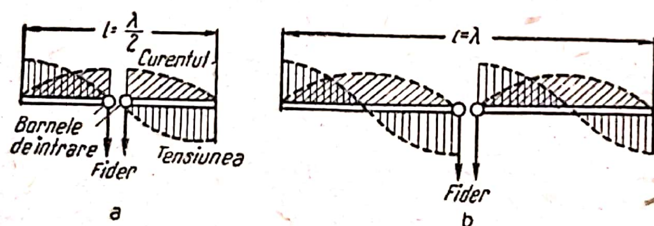


Fig. 6-1. Vibratorul simetric:
a – în $\frac{\lambda}{2}$; b – în λ.

Aparatura radioelectronică modernă lucrează pe lungimi de undă de la milimetri pînă la zeci de mii de metri. Particularităţile constructive ale antenei depind în mare măsură de lungimea de undă la care urmează să lucreze. După destinaţia lor, antenele se împart în următoarele grupe:

1) antene ale staţiilor de radiodifuziune;
2) antene ale staţiilor de radiocomunicaţii;
3) antene de televiziune;
4) antene folosite în radiolocaţie şi radiotelemecanică;
5) antene folosite în radioastronomie.

Fiecare dintre aceste grupe poate conţine antene de construcţii diferite, principalele elemente radiante (de recepţie) ale oricărei antene fiind, de regulă, v i b r a t o a r e l e s i m e t r i c e sau a s i m e t r i c e.

Vibratorul simetric (fig. 6-1) este format din două conductoare cu lungime egală, între care se conectează un fider, adică o linie de alimentare, care leagă antena cu emiţătorul sau cu receptorul. De cele mai multe ori se foloseşte un vibrator simetric cu lungimea l egală cu jumătate din lungimea de undă λ, numit vibrator în $\frac{\lambda}{2}$ (fig. 6-1, a).

Datorită reflecţiei curentului şi tensiunii la capetele conductoarelor antenelor (dacă ele nu au conectate sarcini speciale), de-a lungul conductoarelor se stabileşte o undă

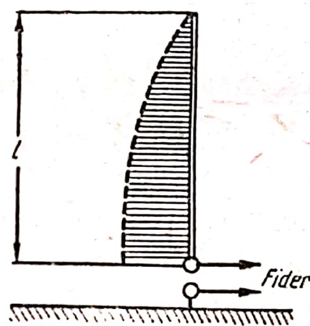


Fig. 6-2. Vibratorul nesimetric.

staţionară de curent şi de tensiune. De-a lungul vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ „se cuprinde" o jumătate de undă de curent şi de tensiune (fig. 6-1, a), iar de-a lungul vibratorului cu lungimea de o undă „se cuprinde" o undă de curent şi de tensiune (fig. 6-1, b). În această situaţie, la capetele conductoarelor neîncărcate ale antenei se formează un nod de curent (ventru de tensiune). La bornele de intrare are loc o oarecare distorsiune în distribuţia curentului şi a tensiunii din cauza influenţei sarcinii, exercitată de fider (de exemplu, tensiunea de la bornele vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ nu este egală cu zero).

Vibratorul nesimetric (fig. 6-2) are un singur conductor, conectat la emiţător (receptor). Una dintre bornele acestuia se leagă la pămînt (cu ajutorul contragreutăţii).

6-2. CARACTERISTICILE PRINCIPALE ALE ANTENELOR DE EMISIE

Randamentul antenei η_A este raportul dintre puterea radiată P_Σ şi puterea totală care vine în antenă şi care este mai mare decît P_Σ cu valoarea puterii pierderilor P_p

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_p}.$$

Rezistenţa de radiaţie R_Σ (în Ω) este un parametru care are dimensiunile unei rezistenţe şi care exprimă legătura dintre puterea radiată (în waţi) şi curentul (în amperi), care circulă printr-un punct oarecare al antenei,

$$R_\Sigma = \frac{P_\Sigma}{I_A^2}.$$

De obicei R_Σ se determină în sectorul de antenă în care curentul are o amplitudine maximă (ventru), sau la bornele de intrare. Mărimea R_Σ depinde de dimensiunile antenei faţă de lungimea de undă, de forma antenei şi de alţi factori. Creşterea lungimii unui vibrator simetric izolat pînă la $l=\lambda$ duce la creşterea rezistenţei de radiaţie fig. (6-3).

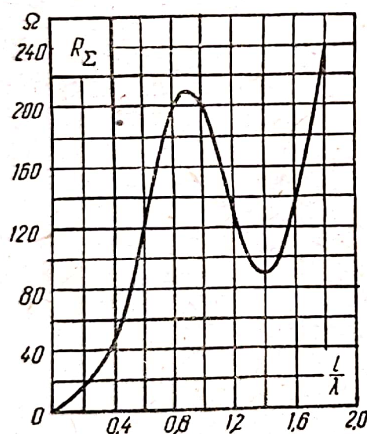


Fig. 6-3. Dependenţa rezistenţei de radiaţie a vibratorului simetric de lungimea lui.

În general, rezistenţa de radiaţie are un caracter complex, adică pe lîngă componenta activă R_Σ are şi o componentă reactivă X_Σ, deci ea este o impedanţă. Pentru vibratorul subţire în $\frac{\lambda}{2}$

$$Z_\Sigma = 73{,}1 + j\,42{,}5\ (\Omega).$$

O dată cu creşterea diametrului vibratorului, mărimea X_Σ scade. Caracterul complex al rezistenţei de radiaţie demonstrează că lungimea $l=\lambda/2$ nu este lungimea de rezonanţă a vibratorului. Pentru acordul la rezonanţă partea reactivă a impedanţei de rezonanţă este compensată prin scurtarea vibratorului cu 5—7%. Mărimea scurtării Δ depinde de grosimea vibratorului (fig. 6-4).

Pentru vibratoarele nesimetrice, care au $l < \frac{\lambda}{4}$, rezistenţa de radiaţie (în Ω) poate fi calculată cu ajutorul formulei

$$R_\Sigma = 1600 \left(\frac{h_{ef}}{\lambda}\right)^2,$$

în care h_{ef} este înălţimea efectivă a antenei.

Mărimea rezistenţei de radiaţie a vibratoarelor variază atunci cînd ele sînt aşezate în apropierea altor obiecte, de exemplu aproape de alte vibratoare sau de pămînt.

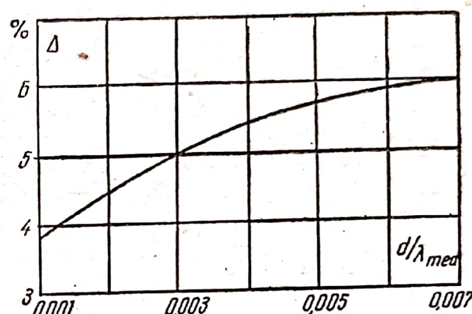


Fig. 6-4. Dependenţa scurtării vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ de grosimea lui.

Rezistenţa antenei R_A se defineşte ca suma dintre rezistenţa de radiaţie şi rezistenţa de pierderi R_p, care caracterizează consumul de energie pentru încălzirea conductoarelor şi izolatoarelor, pierderi în pămînt şi în sistemele de punere la pămînt

$$R_A = R_\Sigma + R_p.$$

Dacă rezistenţa antenei este calculată în raport cu curentul de la bornele antenei, atunci ea se numeşte *rezistenţa de intrare* a antenei ($R_{A\,intr}$)

Mărimea R_p depinde de construcţia antenei şi de gama de unde în care se foloseşte. Cînd lungimea de undă se micşorează, atunci scade şi R_p. Pe undele lungi şi medii pierderile principale sînt cele din pămînt; pierderi mai mici sînt prin încălzirea conductoarelor şi izolatoarelor. Pe undele mai scurte de cîţiva metri valoarea lui R_p de cele mai multe ori poate fi neglijată.

Puterea totală care vine în antenă poate fi exprimată prin relaţia:

$$P_A = P_\Sigma + P_p = I_A^2 (R_\Sigma + R_p),$$

iar randamentul antenei prin relaţia

$$\eta_A = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_p}.$$

Caracteristica (diagrama) de directivitate a antenei este o funcţie matematică, sau o funcţie grafică corespunzătoare, care exprimă variaţia amplitudinii semnalului în funcţie de direcţia de propagare. Reprezentarea grafică a caracteristicii de directivitate are forma unei suprafeţe. În majoritatea cazurilor, acţiunea directivă a antenei poate fi apreciată cu ajutorul unor curbe plane, care reprezintă caracteristica de directivitate în două plane principale: orizontal şi vertical (faţă de suprafaţa pămîntului).

In fig. 6-5 este dată, ca exemplu, caracteristica de directivitate a uneia dintre antene, construită în coordonate polare și dreptunghiulare.

Caracteristica construită în coordonate polare (fig. 6-5, *a*) este mai sugestivă, dar pentru antene foarte directive

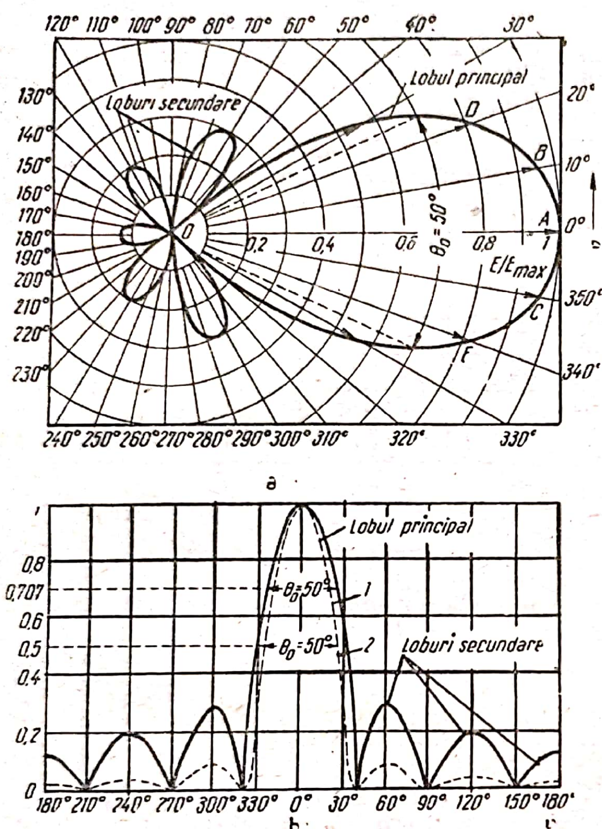


Fig. 6-5. Caracteristica de directivitate a antenei:
a — în sistemul de coordonate polare; *b* — în sistemul de coordonate rectangulare (*1* — pentru intensitatea cîmpului; *2* — pentru putere).

pentru calcul ea se poate folosi cu greutate. In acest caz, caracteristicile se construiesc în coordonate rectangulare. Direcția intensității maxime a semnalului se ia ca origine pentru unghiurile de rotație a antenei. De obicei caracteristicile de directivitate se normează, adică în direcția vectorilor-raze (în fig. 6-5, *a* — *OA*, *OB*, *OC* etc.) se ia mărimea relativă a intensității semnalului (în raport cu mărimea maximă). Caracteristicile de directivitate se construiesc pentru mărimea cîmpului electric *E* (fig. 6-5, *a*) sau pentru puterea acestuia (fig. 6-5, *b*, linia punctată).

Lobul caracteristicii de directivitate, corespunzător direcției de radiație maximă, se numește lob principal, iar celelalte loburi se numesc loburi laterale. Pentru aprecierea proprietăților directive ale antenei se folosește noțiunea de *lățime a caracteristicii de directivitate pentru jumătate de putere*, înțelegînd prin aceasta unghiul în limitele căruia densitatea fluxului de putere radiat de antenă nu scade sub 50% din cea maximă. Dacă caracteristica de directivitate este construită pentru puterea cîmpului, atunci lățimea ei se determină la nivelul 0,5 din intensitatea relativă a semnalului, iar dacă caracteristica este construită pentru intensitatea cîmpului, atunci lățimea ei trebuie să se determine la nivelul 0,707. Caracteristica de directivitate reprezentată în fig. 6-5 are lățimea de 50°.

Coeficientul de directivitate al antenei *D* este numărul care arată de cîte ori ar trebui mărită puterea emițătorului în cazul folosirii antenei nedirective (izotrope) în locul celei directive pentru ca intensitatea semnalului la punctul de recepție să rămînă neschimbată.

Dacă se cunoaște expresia matematică a caracteristicii de directivitate a antenei pentru intensitatea cîmpului $F_A(\varphi, \theta)$, unde de obicei φ este unghiul în planul orizontal, iar θ este unghiul în planul vertical sau considerat de la axa vibratorului, precum și mărimea rezistenței de radiație a antenei în ventru de curent $R_{\Sigma V}$, atunci coeficientul de directivitate pentru orice direcție se determină după formula

$$D=\frac{120 F_A^2(\varphi, \theta)}{R_{\Sigma V}}.$$

Exemplu. Să se găsească coeficientul de directivitate al vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ pe direcția radiației maxime și pe direcția situată la 30° de maxim (în planul care trece prin axa vibratorului).

In planul care trece prin axa vibratorului $\frac{\lambda}{2}$, caracteristica de directivitate are forma:

$$F_A(\theta)=\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta},$$

unde θ este unghiul calculat de la axa vibratorului.

In planul perpendicular pe axa vibratorului, acesta radiază în mod egal în toate direcțiile, adică $F(\varphi)=1$.

Pentru direcția radiației maxime

$$E_A(\theta)=\frac{\cos\left(\frac{3{,}14}{2}\cos 90°\right)}{\sin 90°}=1;$$

deoarece $R_{\Sigma V}=73{,}1\ \Omega$, atunci

$$D_{max}=\frac{120\cdot 1^2}{73{,}1}=1{,}64.$$

Pentru direcția de radiație $\theta=60°$

$$D=\frac{120}{73{,}1}\left[\frac{\cos\left(\frac{3{,}14}{2}\cos 60°\right)}{\sin 60°}\right]^2=1{,}07.$$

Exemplul de mai sus arată că la comunicațiile radio cu antene directive este important să se orienteze destul de precis radiația lor maximă spre corespondent.

Dacă se cunoaște lățimea caracteristicii de directivitate a antenei în planurile orizontal (Φ_0) și vertical (θ_0), atunci coeficientul de directivitate poate fi găsit cu aproximație cu ajutorul formulei

$$D\approx\frac{22\,000}{\overset{\circ}{\Phi}_0\cdot\overset{\circ}{\theta}_0}.$$

Adesea coeficientul de directivitate se transformă în decibeli

$$D_{dB}=10 \lg D;$$

în acest caz coeficientul de directivitate se numeşte c î ş t i g u l a n t e n e i.

Exemplu. Să se găsească cîştigul antenei care are $D=100$.

$$D_{dB}=10 \lg 100=20 \text{ dB}.$$

Coeficientul de amplificare al antenei G este produsul dintre coeficientul de directivitate al antenei şi randamentul ei.

Coeficientul de amplificare este un parametru mai complet al antenei în comparaţie cu coeficientul de directivitate, pentru că, pe lîngă directivitate, el ţine seama şi de puterea pierdută în mod inutil în antenă.

Caracteristica de frecvenţă a antenei şi banda de trecere. Antena, ca sistem oscilant, are o anumită selectivitate. În gama frecvenţelor de lucru, antena trebuie să păstreze eficacitatea radiaţiei, precum şi proprietăţile de directivitate. Se disting a n t e n e l e d e b a n d ă l a r g ă, destinate pentru lucrul pe o singură frecvenţă purtătoare, dar care asigură radiaţia nedistorsionată a semnalelor cu o bandă suficient de largă, care, în unele cazuri (antenele de televiziune, de radiolocaţie şi alte antene), atinge cîţiva megaherţi, şi antenele d e b a n d ă, care pot funcţiona pe cîteva frecvenţe purtătoare cu lărgimea necesară a benzii.

Gama (lărgimea benzii) antenei se apreciază cu ajutorul c a r a c t e r i s t i c i l o r d e f r e c v e n ţ ă, care reprezintă dependenţa mărimii k_f de frecvenţă, k_f determinîndu-se cu ajutorul formulei

$$k_f=\frac{I_{Af}}{I_{A0}}\cdot\frac{F_{Af}(\varphi,\theta)}{F_{A0}(\varphi,\theta)},$$

unde cu indicii f şi 0 se notează curentul şi caracteristica de directivitate a antenei la frecvenţa dată şi respectiv la rezonanţă.

În fig. 6-6 este reprezentată caracteristica de frecvenţă a vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ cu lungimea $l=20$ m (frecvenţa de rezonanţă $f_0=7{,}5$ MHz), care are impedanţa caracteristică $\rho_A=500\ \Omega$. Deoarece vibratorul în $\frac{\lambda}{2}$ este o antenă slab directivă, putem neglija variaţia caracteristicii de directivitate atunci cînd variază frecvenţa. La nivelul 0,707 din valoarea maximă I_{Af}/I_{A0}, se determină banda de trecere a antenei $2\Delta f$, care în cazul de faţă este de 1,25 MHz.

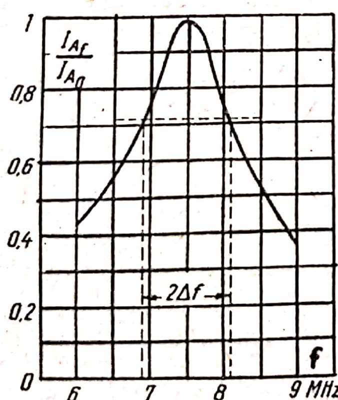


Fig. 6-6. Caracteristica de frecvenţă a antenei.

Calculul benzii de trecere (în MHz) a antenelor cu vibratoare se face cu ajutorul formulei

$$2\Delta f=0{,}64\cdot 10^6\frac{f_0 R_{AV}}{\rho_A\frac{l}{\lambda}},$$

unde R_{AV} este rezistenţa totală a antenei raportată la ventrul de curent.

Exemplu. Să se determine banda de trecere a vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ şi a vibratorului simetric în λ, dacă $\lambda=10$ m, iar $\rho_A=600\ \Omega$. Frecvenţa de rezonanţă este egală pentru ambele vibratoare cu:

$$f_0=\frac{300}{\lambda}=\frac{300}{10}=30 \text{ MHz}.$$

Neglijînd pierderile, se poate considera $R_{AV}=R_{\Sigma V}$. Pentru vibratorul în $\frac{\lambda}{2}$, $R_{\Sigma V}=73{,}1\ \Omega$, iar pentru vibratorul in λ, $R_{\Sigma V}\approx 200\ \Omega$ (v. graficul din fig. 6-3). Lungimea de rezonanţă a vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ este $l_{\lambda/2}=0{,}95\frac{\lambda}{2}=0{,}95\cdot 5=4{,}75$ m, iar a vibratorului în λ este $l_\lambda=0{,}95\,\lambda=0{,}95\cdot 10=9{,}5$ m.

Banda de trecere a vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ este

$$2\Delta f=0{,}64\cdot\frac{30\cdot 73{,}1}{600\cdot\frac{4{,}75}{10}}\approx 4{,}9 \text{ MHz},$$

iar a vibratorului în λ

$$2\Delta f=0{,}64\ \frac{30\cdot 200}{600\cdot\frac{9{,}5}{10}}\approx 6{,}75 \text{ MHz}.$$

Acest exemplu arată că creşterea lungimii vibratorului, păstrînd toate celelalte condiţii neschimbate, duce la creşterea benzii de trecere (creşte $R_{\Sigma V}$).

Dacă este necesară o bandă de trecere mai mare (în cazul folosirii vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$), se utilizează vibratoare formate din mai multe elemente (fig. 6-7) cu mărimea $R_\Sigma=n^2R_{\Sigma(\lambda/2)}$, unde n este numărul vibratoarelor, iar

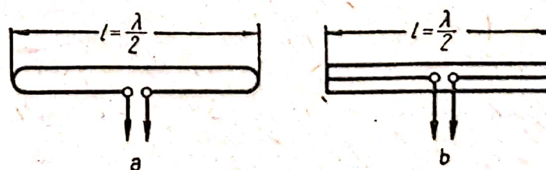


Fig. 6-7. Vibratoare cu mai multe elemente: *a* — vibratorul în buclă al lui Pistolkors; *b* — vibratorul triplu.

$R_{\Sigma(\lambda/2)}=73{,}1\ \Omega$. De cele mai multe ori se foloseşte vibratorul în formă de buclă al lui Pistolkors ($n=2$, $R_\Sigma\approx 290\ \Omega$). Pentru condiţiile din exemplul anterior banda de trecere a vibratorului în formă de buclă $2\Delta f=19{,}5$ MHz, adică este

de aproximativ 4 ori mai mare decît banda de trecere a unui singur vibrator în $\frac{\lambda}{2}$.

Impedanţa caracteristică a antenei ρ_A este un parametru important, care determină gama de frecvenţe. Calculul mărimii ρ_A (în Ω) se efectuează prin metodele teoriei liniilor lungi. Pentru un singur conductor cilindric cu lungimea l, cu care se poate asemăna vibratorul nesimetric, impedanţa caracteristică este:

$$\rho_A = 60\left(\ln\frac{2l}{d} - 1\right),$$

unde d este diametrul conductorului.

Pentru vibratorul simetric

$$\rho_A = 120\left(\ln\frac{2\lambda}{\pi d} - 0{,}577\right).$$

Exemplu. Să se determine impedanţa caracteristică a vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ care are o grosime de 2 şi 6 cm, pentru $\lambda=5$ m.

Pentru $d=2$ cm:

$$\rho_A = 120\left(\ln\frac{2\cdot 5}{3{,}14\cdot 0{,}02} - 0{,}577\right) \approx 540\ \Omega.$$

Pentru $d=6$ cm.

$$\rho_A \approx 400\ \Omega.$$

Astfel, mărirea diametrelor vibratoarelor antenelor duce la descreşterea impedanţei lor caracteristice şi, prin urmare, la creşterea lărgimii benzii.

6-3. CARACTERISTICILE FUNDAMENTALE ALE ANTENELOR DE RECEPŢIE

Dacă schema de conectare a emiţătorului la antenă corespunde exact schemei de conectare a receptorului la antenă, atunci cunoaşterea caracteristicilor antenei de emisie respective permite, pe baza principiului reciprocităţii, să se determine indicii respectivi ai acestei antene, folosită ca antenă de recepţie. Cu alte cuvinte, caracteristica de directivitate, impedanţa de intrare, impedanţa caracteristică, caracteristica de frecvenţă şi celelalte caracteristici şi ceilalţi indici ai antenei de emisie rămîn aceleaşi dacă o folosim ca antenă de recepţie.

Un parametru important al antenei de recepţie este *înălţimea efectivă* h_{ef}; aceasta este înălţimea unei antene care recepţionează aceeaşi energie ca şi antena reală, dar la care curentul este egal pe toată lungimea cu valoarea eficace a curentului la ventru I_{AV} a antenei reale (fig. 6-8). În prezent noţiunea de înălţime efectivă se foloseşte rar în calculul antenelor de emisie.

Din definiţie rezultă că suprafaţa limitată de curba de distribuţie a curentului este egală cu suprafaţa unui dreptunghi cu baza I_{AV} şi înălţimea h_{ef} (fig. 6-8).

Pentru vibratorul simetric

$$h_{ef} = \frac{\lambda}{\pi}\,\mathrm{tg}\,\frac{\pi l}{2\lambda}.$$

Exemplu. Să se determine mărimea h_{ef} a vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$, dacă $\lambda=10$ m ($l=5$ m).

$$h_{ef} = \frac{\lambda}{\pi}\,\mathrm{tg}\,\frac{\pi}{2\lambda}\cdot\frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{\pi} = \frac{10}{\pi} = 3{,}18\ \text{m}.$$

Pentru antena cu lungimea $l \ll \lambda$

$$h_{ef} = \frac{l}{2}.$$

Dacă se cunoaşte valoarea lui h_{ef} (m), atunci nu este greu să se determine f.e.m. a antenei de recepţie E_A (V),

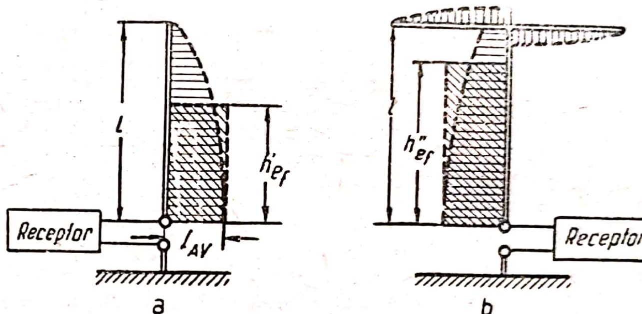


Fig. 6-8. Înălţimea efectivă a antenei:
a — antena verticală; *b* — antena verticală cu sarcină capacitivă în vîrf ($h'_{ef} < h''_{ef}$).

care apare sub acţiunea cîmpului electric al undei radio cu intensitatea E_0 (V/m):

$$E_A = E_0 h_{ef} F_A(\varphi, \theta),$$

unde $F_A(\varphi, \theta)$ este caracteristica de directivitate pentru intensitatea cîmpului.

Noţiunea de înălţimea efectivă a antenei este comodă pentru antenele formate din vibratoare a căror lungime nu depăşeşte $\lambda/4$ (pentru antenele „lungi" aplicarea noţiunii de înălţime efectivă duce la erori). Pentru antenele cu mai multe vibratoare sau celelalte antene complexe este mai comodă noţiunea de *suprafaţă efectivă* A_{ef}, care determină acea parte a suprafeţei frontului undei de pe care antena „scoate" energia de înaltă frecvenţă.

Noţiunea de suprafaţă efectivă se aplică şi la antenele cu un singur vibrator, iar mărimea ei poate fi determinată, dacă se cunoaşte valoarea h_{ef}, cu ajutorul formulei

$$A_{ef} = \frac{30\pi h_{ef}^2 F^2(\varphi, \theta)}{R_{\Sigma V}}.$$

Exemplu. Să se determine mărimea A_{ef} a vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ pe direcţia maximului de recepţie, folosindu-se datele exemplului precedent.

$$A_{ef} = \frac{30\pi\left(\frac{\lambda}{\pi}\right)^2}{R_{\Sigma V}} = \frac{30\lambda^2}{\pi R_{\Sigma V}} = \frac{30\cdot 10^2}{3{,}14\cdot 73{,}1} \approx 13\ \text{m}^2.$$

Pentru antenele complexe mărimea A_{ef} este legată de suprafaţa lor geometrică S_A prin relaţia

$$A_{ef} = k_A S_A,$$

unde k_A este coeficientul de utilizare a suprafeţei, care depinde de caracterul distribuţiei curentului pe suprafaţa (pe vibratoarele) antenei şi de precizia de realizare a antenei (pentru multe antene directive $k_A \approx 0{,}8$).

Dacă se cunoaşte mărimea A_{ef}, atunci se poate determina caracteristica de directivitate a antenei (şi invers) cu formula

$$A_{ef} = \frac{D\lambda^2}{4\pi}.$$

Puterea semnalelor de la intrarea receptorului este egală cu:

$$P_A = \frac{E_0^2}{120\pi} A_{ef}.$$

Exemplu. Să se determine mărimea P_A, dacă intensitatea cîmpului lîngă antenă este $E_0 = 15$ mV/m, iar $A_{ef} = 20$ m².

$$P_A = \frac{(15 \cdot 10^{-3})^2}{120 \cdot 3{,}14} 20 \approx 12 \cdot 10^{-6}\ \text{W}.$$

6-4. ADAPTAREA ANTENEI CU LINIA DE ALIMENTARE ŞI ACORDUL ANTENEI

Adaptarea antenei înseamnă asigurarea în linia de alimentare a regimului de undă progresivă, cînd linia cedează în antenă (sau primeşte de la ea) puterea maximă. In general, adaptarea trebuie efectuată la locul de conectare a antenei cu fiderul şi a fiderului cu ieşirea emiţătorului sau cu intrarea receptorului. Aceasta din urmă se efectuează, de obicei, în fabrică.

Antena constituie sarcina liniei de alimentare şi, în cazul general, are o impedanţă de intrare complexă

$$Z_{A\,intr} = R_{A\,intr} + jX_{A\,intr},$$

unde $R_{A\,intr}$ este partea activă a impedanţei de intrare;

$X_{A\,intr}$ — partea reactivă a impedanţei de intrare.

Pentru adaptarea antenei cu fiderul este necesar ca

$$R_{A\,intr} = \rho_f, \quad \text{iar} \quad X_{A\,intr} + X_{ac} = 0,$$

unde ρ_f — reactanţa organelor de acord.

X_{ac} este impedanţa caracteristică a fiderului;

Acordul antenei. Antena care are $X_{A\,intr} = 0$ se numeşte antenă acordată. Lungimea de undă maximă pentru care $X_{A\,intr} = 0$ (fără organele de acord) se numeşte l u n g i m e a d e u n d ă p r o p r i e a a n t e n e i λ_0. Dacă lungimea de undă de lucru $\lambda > \lambda_0$, atunci $X_{A\,intr}$ are un caracter capacitiv, iar dacă $\lambda > \lambda_0$, atunci $X_{A\,intr}$ are un caracter inductiv.

In esenţă, acordul antenei constă în compensarea reactanţei ei prin variaţia lungimii antenei (scurtare sau lungire) sau în conectarea la antenă a unor elemente de acord (bobine de inducţie sau condensatoare). Pe undele lungi, datorită faptului că raportul l/λ este mic, partea reactivă a impedanţei de intrare a antenei are un caracter capacitiv şi, pentru acord, la antenă se conectează bobine de inducţie, numite d e l u n g i r e, pentru că ele fac să crească λ_0. Pe undele medii raportul l/λ poate deveni astfel, într-o serie de cazuri, încît $X_{A\,intr}$ să aibă un caracter inductiv. In această situaţie, pentru acordul antenei se conectează condensatoare, numite d e s c u r t a r e, pentru că ele fac să descrească λ_0. Variind inductanţa sau capacitatea elementelor de acord, se obţine egalitatea $\lambda = \lambda_0$.

Dacă se cunoaşte lungimea drumului parcurs de curent în antenă l_0, atunci se poate determina, cu titlu de orientare, mărimea λ_0 cu ajutorul coeficientului de undă q_0 (tabela 6-1).

Exemplu. Să se găsească λ_0 şi $X_{A\,intr}$ ale antenei în formă de T, care are $l = 25$ m; $b = 10$ m; $\rho_A = 500\ \Omega$; ρ_0*) $= 400\ \Omega$, dacă $\lambda = 500$ m.

*) ρ_0 este impedanţa caracteristică a părţii orizontale din antenă.

Tabela 6-1

Calculul lungimii de undă proprii şi al reactanţei antenei

Tipul antenei	Schema antenei	Lungimea drumului parcurs de curent, l_0	Coeficientul de undă q_0	Lungimea de undă proprie $\lambda_0 = q_0 l_0$	Reactanţa $X_{A\,intr}$
Verticală $\left(l < \frac{\lambda}{3}\right)$		l	4	$4l$	$\rho_A \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} l$, unde ρ_A este impedanţa caracteristică a conductorului vertical
In formă de Γ		$l+b$	4,5—6	$(4{,}5-6)(l+b)$	$\rho_A \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l + \frac{2\pi}{\lambda} b_{ech}\right)$, unde $\frac{2\pi}{\lambda} b_{ech} = \operatorname{arc\,ctg}\left(\frac{\rho_0}{\rho_A} \operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} b\right)$, unde ρ_0 este impedanţa caracteristică a conductorului orizontal

Tabela 6.1 (continuare)

Tipul antenei	Schema antenei	Lungimea drumului parcurs de curent l_0	Coeficientul de undă q_0	Lungimea de undă proprie $\lambda_0=q_0l_0$	Reactanța $X_{A,intr}$
In formă de T		$l+\frac{b}{2}$	5–8	$(5-8)\left(l+\frac{b}{2}\right)$	$\rho_A \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi}{\lambda}l+\frac{2\pi}{\lambda}b_{ech}\right)$, unde $\frac{2\pi}{\lambda}b_{ech}=\operatorname{arc\,ctg}\left(\frac{\rho_0}{2\rho_A}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{\lambda}b\right)$
In formă de umbrelă		$l+\frac{b}{2}$	8–10	$(8-10)\left(l+\frac{b}{2}\right)$	Idem

Observație. Valorile mai mici ale lui q_0 se aleg pentru dimensiunile mici (în comparație cu dimensiunile părții verticale) ale părților orizontale ale antenei. Valorile maxime se aleg pentru $b \geqslant l$.

Deoarece partea orizontală a antenei este mică, alegem $q_0=6$, de unde

$$\lambda_0=6\left(l+\frac{b}{2}\right)=6\left(25+\frac{10}{2}\right)=180\text{ m}<\lambda.$$

Prin urmare, $X_{A\,intr}$ are un caracter capacitiv și este egal cu

$$X_{A\,intr}=500\operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi}{500}25+\frac{2\pi}{\lambda}\cdot b_{ech}\right).$$

Vom determina mărimea $\frac{2\pi}{\lambda}b_{ech}$, din relația

$$\operatorname{ctg}\frac{2\pi}{\lambda}b_{ech}=\frac{\rho_0}{2\rho_A}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{\lambda}b=\frac{400}{2\cdot 500}\operatorname{ctg}\frac{3,14}{500}10=$$

$$=\frac{2}{5}\operatorname{ctg}3°36'=6,35.$$

Din tabelele trigonometrice găsim

$$\frac{2\pi}{\lambda}b_{ech}\approx 8°.$$

Atunci $X_{A\,intr}=500\operatorname{ctg}(18°+8°)=1000\ \Omega$.

Bobina cu inductanța L_A, conectată pentru acordul antenei, poate fi calculată cu ajutorul formulei

$$L_A=\frac{X_{A\,intr}\lambda}{1880}=\frac{1000\cdot 500}{1880}=252\ \mu\text{H}.$$

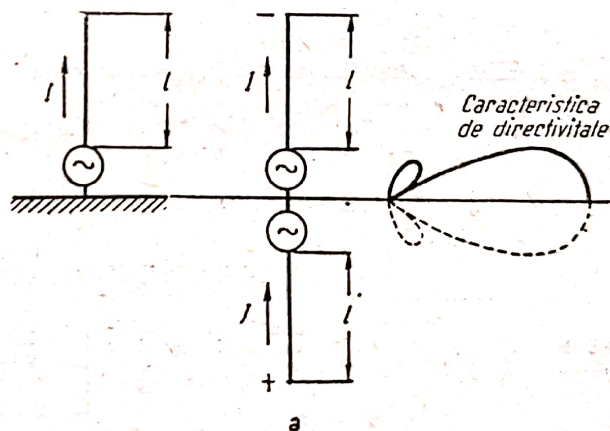
Calculul capacității necesar (pF) a condensatorului de scurtare se face cu ajutorul formulei

$$C_A=\frac{\lambda}{5300X_{A\,intr}}.$$

Pentru undele scurte și ultrascurte acordul antenei se face prin modificarea lungimii antenei, ca de exemplu în cazul vibratoarelor în $\frac{\lambda}{2}$ (fig. 6-4).

6-5. INFLUENȚA PĂMÎNTULUI ASUPRA FUNCȚIONĂRII ANTENEI

In majoritatea cazurilor, funcționarea antenei este influențată de suprafața pămîntului sau de alte suprafețe (fuselajul avionului, puntea corabiei etc.). In această situație, în funcție de lungimea de undă, pămîntul poate fi pri-



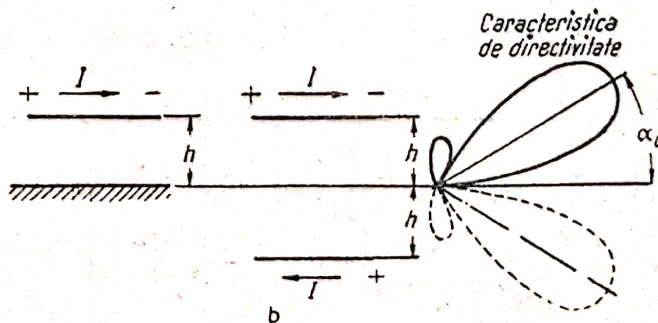


Fig. 6-9. Metoda „imaginilor“:
a – cazul vibratorului vertical; *b* – cazul vibratorului orizontal.

vii ca un conductor (pentru undele mai lungi decît 100 m) sau ca dielectric (pentru undele ultrascurte) și exercită o influență diferită asupra proprietăților antenelor.

Deosebit de important este că se ia în considerație influența pămîntului asupra proprietăților vibratoarelor nesimetrice, la a căror funcționare pămîntul participă direct: punerea la pămînt a antenei se face avîndu-se în vedere proprietățile de bun conductor ale pămîntului. In caz contrar, apar însemnate pierderi de energie în dielectric. De aceea, este necesar să se mărească, pe cale artificială, conductibilitatea porțiunilor de pămînt din apropierea antenei, așezînd, de exemplu, conductoare de punere la pămînt.

De asemenea, este important să se țină seama de influența pămîntului asupra caracteristicii de directivitate și a rezistențelor de radiație ale antenelor. Această influență se ia în considerație prin metoda „imaginii" vibratoarelor antenelor, folosindu-se următoarea constatare: acțiunea vibratorului, așezat deasupra suprafeței terestre plane, ideal conductoare, este egală cu acțiunea comună a acestui vibrator și a imaginii din spațiul liber, cu aceleași dimensiuni și cu aceeași sursă de alimentare. Sarcinile vibratorului imagine sînt contrare ca semn cu cele ale vibratorului real (fig. 6-9). Datorită acestui fapt, sensul curentului din imaginea vibratorului vertical coincide, iar în imaginea vibratorului orizontal, așezat paralel cu suprafața pămîntului, este opus sensului curentului din vibratorul real.

Influența asupra caracteristicii de directivitate

In cazul vibratorului vertical pus la pămînt, datorită concordanței de fază a radiației vibratorului real și a celui imagine, în direcția spre suprafața pămîntului, dacă undele de la punctele corespunzătoare ale ambelor vibratoare parcurg distanțe egale, atunci are loc un maxim de radiație (fig. 6-9, *a*). In cazul unui vibrator așezat orizontal, radiația lui este opusă ca fază cu radiația vibratorului imagine și, în direcția spre suprafața pămîntului, undele vibratoarelor se compensează reciproc, adică lipsește radiația, iar maximul de radiație are o direcție care face un unghi oarecare cu suprafața pămîntului, unghi care depinde de înălțimea h (fig. 6-9, *b*).

Dacă se cunoaște formula matematică a caracteristicii de directivitate a antenei pentru spațiul liber, atunci influența pămîntului este luată în considerație prin introducerea în această formulă a factorilor:

$$F_{pv}(\alpha) = 2\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} h \cos\alpha\right) \text{ (pentru antenele verticale),}$$

unde h este înălțimea centrului antenei deasupra pămîntului;

α — unghiul format între suprafața pămîntului și direcția respectivă;

$$F_{p0}(\alpha) = 2\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} h \cos\alpha\right), \text{ (pentru antenele orizontale).}$$

In fig. 6-10, *a* este reprezentată caracteristica de directivitate a unei antene verticale, pusă la pămînt, în funcție de dimensiunile ei în comparație cu λ, iar în fig. 6-10, *b* — caracteristica de directivitate a antenei orizontale în funcție de raportul h/λ.

In conformitate cu caracterul influenței pămîntului asupra caracteristicii de directivitate, antenele orizontale prezintă avantaje atunci cînd se folosesc pe liniile de radiocomunicații principale pentru undele scurte, pentru că undele radio reflectate de ionosferă cad sub unghiul de 10—20° față de orizont.

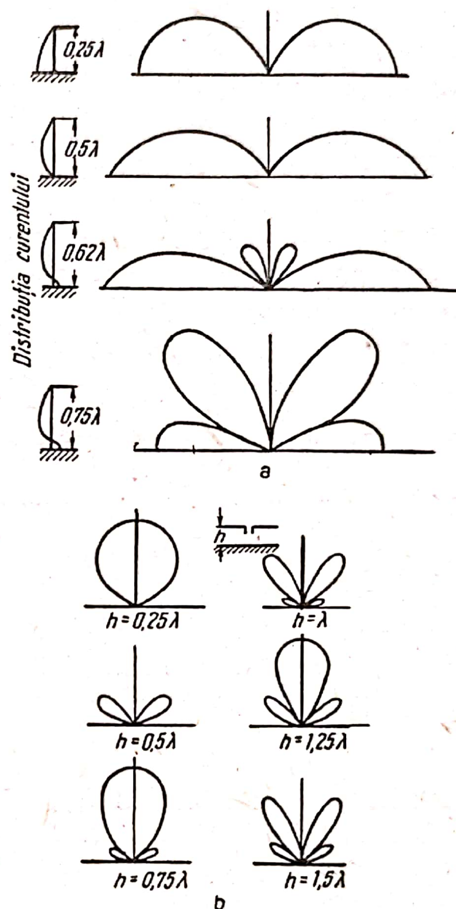


Fig. 6-10. Influența pămîntului asupra caracteristicii de directivitate a antenei:
a — antena verticală pusă la pămînt; b — antena orizontală.

Influența asupra rezistenței de radiație

Metoda „imaginilor" permite să se determine rezistențele de radiație R_Σ ale vibratoarelor nesimetrice cu ajutorul valorilor cunoscute pentru vibratoarele simetrice, plasate în spațiul liber. Vibratorul nesimetric cu lungimea l și f.e.m. E este înlocuit cu unul simetric de lungimea $2l$ și f.e.m. $2E$ (fig. 6-9, *a*). Prin urmare, pentru unul și același curent diferența de potențial la bornele antenă-pămînt ale vibratorului nesimetric este de două ori mai mică decît la bornele vibratorului simetric. De aici rezultă că și rezis-

tenţa ohmică şi reactanţa, precum şi impedanţa caracteristică a vibratorului nesimetric vor fi de două ori mai mici decît rezistenţele respective ale vibratorului simetric.

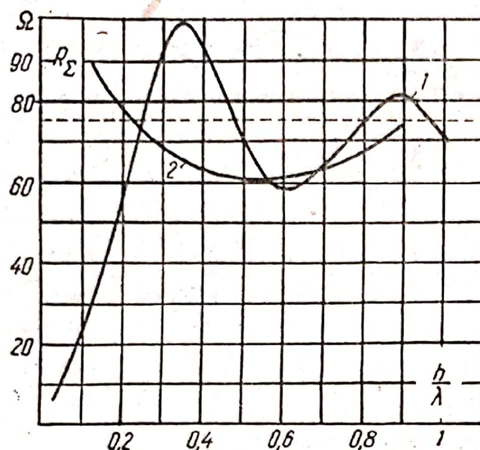


Fig. 6-11. Influenţa pămîntului asupra rezistenţei de radiaţie a vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$.
1 — vibratorul orizontal ; 2 — vibratorul vertical.

De exemplu, impedanţa de radiaţie a vibratorului în $\frac{\lambda}{4}$, pus la pămînt, este

$$Z_\Sigma(\lambda/4)=36,55+j\,21,25.$$

Rezistenţa de radiaţie a vibratoarelor simetrice este puternic influenţată de înălţimea aşezării acestora deasupra pămîntului (fig. 6-11).

6-6. TIPURI ŞI PARTICULARITĂŢI CONSTRUCTIVE ALE ANTENELOR PENTRU UNDE LUNGI ŞI MEDII

Antenele de emisie

O mare parte din tipurile de antene pentru undele lungi şi medii sînt nişte vibratoare nesimetrice cu sarcină capacitivă în vîrf. Din această categorie de antene fac parte şi antenele în formă de T, de Γ şi în formă de umbrelă, menţionate deja, precum şi alte antene mai complexe. Problemele principale care se urmăresc la construcţia acestor antene sînt: asigurarea unei mărimi suficiente a R_Σ, în multe cazuri, a gamei de frecvenţe, şi, în unele cazuri, a directivităţii.

Un exemplu de antenă de emisie de radiodifuziune care lucrează pe lungimile de undă de 1000—2000 m este antena în forma de T, formată dintr-o parte orizontală (sarcina capacitivă), o coborîre şi punerea la pămînt (fig. 6-12). Partea orizontală este formată din cîteva conductoare cu lungimea de 100—200 m şi are o capacitate mare. Aceasta sporeşte înălţimea efectivă a antenei şi, prin urmare, rezistenţa de radiaţie şi gama de frecvenţe. În afară de aceasta, folosirea părţii orizontale permite să se evite supratensiunea în antenă.

Principala parte radiantă este coborîrea (cu înălţimea pînă la 150 m), legată cu un capăt la partea orizontală, iar cu celălalt la emiţător. Înălţimea coborîrii se alege de cel puţin 1/10 λ, deoarece la o înălţime mai mică înălţimea antenei este puţin eficace ca radiaţie şi, în afară de aceasta, la radiaţia unor puteri mici, poate apărea aşa-numitul *flux cu jerbe* (fenomenul de luminiscenţă a aerului în jurul conductoarelor antenei, datorită ionizării regiunilor învecinate al mediului aerian). Acest fenomen provoacă pierderi mari de energie, înrăutăţeşte calitatea emisiunii şi uneori duce la distrugerea antenei.

Punerea la pămînt trebuie să reducă pierderile de energie în pămînt şi să mărească randamentul antenei; pentru aceasta ea se face dintr-o serie de conductoare care pornesc radial din locul conectării la emiţător (fider) şi sînt îngropate în pămînt la o adîncime de aproximativ 0,5 m. Într-o serie de cazuri (sol pietros, staţie de radio mobilă), în locul punerii la pămînt se foloseşte o *contragreutate*, formată dintr-o reţea de conductoare aşezate la o înălţime mică deasupra pămîntului (3—6 m). Din punctul de vedere al pierderilor de energie, contragreutatea este inferioară punerii la pămînt.

Antenele de tipul examinat au un randament de ordinul 0,7 şi o putere radiată admisă de maximum 150 kW.

Pe lungimile de undă de 200—500 m, de cele mai multe ori, se folosesc antene-pilon (pilon autoradiant) aşezate liber şi fixate cu ajutorul ancorelor, în care conductorul radiant este înlocuit cu corpul pilonului (catargului),

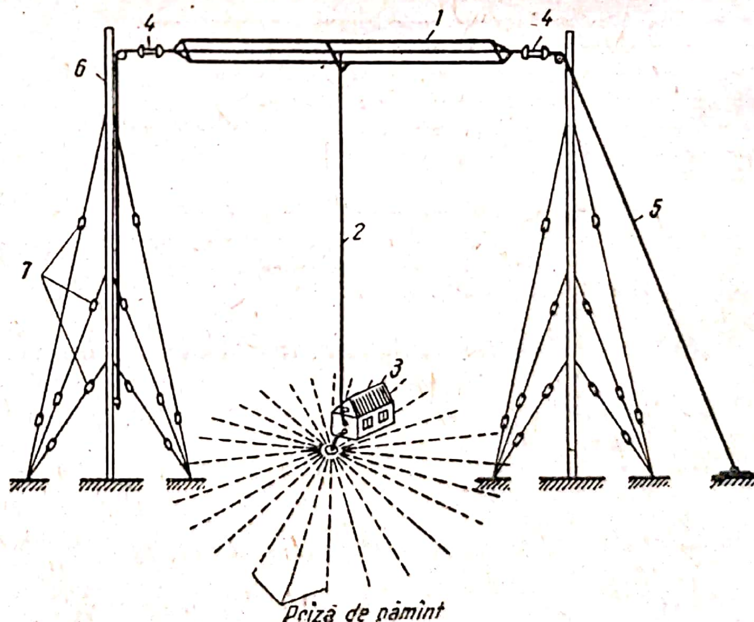


Fig. 6-12. Antena unei staţii de radiodifuziune:
1 — partea orizontală ; 2 — coborîrea ; 3 — clădirea staţiei de radio ; 4 — izolatorul de porţelan ; 5 — cablul pentru fixarea antenei ; 6 — pilonul ; 7 — izolatorul.

aşezat pe un izolator. Înălţimea pilonului atinge 1/2 λ. Uneori antena este formată din cîţiva piloni, de exemplu din patru (fig. 6-13).

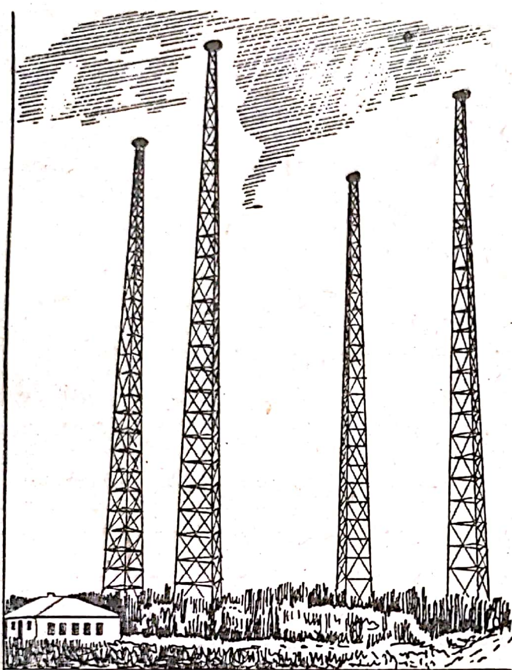


Fig. 6-13. Antena de emisie a staţiei radio cu puterea de 1200 kW.

Cînd toţi pilonii sînt alimentaţi sinfazic, atunci antena nu este directivă. Cînd însă sînt alimentaţi numai doi piloni, iar ceilalţi doi joacă rolul de reflectoare pasive, atunci antena are o acţiune directivă. Vîrfurile pilonilor au o sarcină capacitivă, ceea ce permite să se mărească rezistenţa de radiaţie şi banda de trecere.

Antenele în formă de piloni şi de catarge, de tipul examinat, au un neajuns legat de folosirea unui izolator

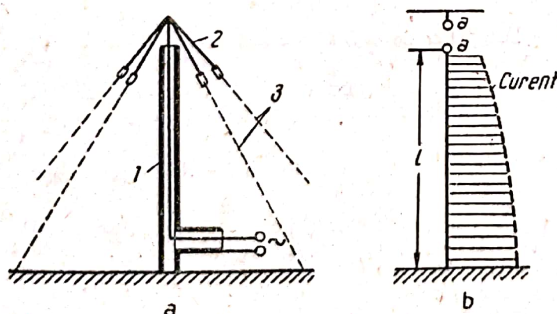


Fig. 6-14. Antena catarg cu alimentare superioară : *a* – schema constructivă (*1* – corpul catargului ; *2* – „umbrela" ; *3* – ancorele) ; *b* – schema de principiu.

de sprijin scump şi care, totodată, nu este rezistent din punct de vedere mecanic, producînd pierderi suplimentare de energie. Acest neajuns este eliminat la antenele catarg cu baza pusă la pămînt (fig. 6-14). În acest caz, alimentarea se aplică la vîrful pilonului (în fig. 6-14, *b*, bornele *a—a*) cu ajutorul unui cablu coaxial, al cărui conductor interior se leagă la „umbrelă", iar cel exterior se conectează la corpul pilonului. Partea radiantă a antenei este corpul pilonului, pe a cărui suprafaţă exterioară circulă curentul. Cînd înălţimea pilonului este l=120 m şi lungimea conductoarelor „umbrelei" este de 0,3—0,5 l, atunci antena lucrează în gama lungimilor de undă de 200—800 m cu un randament mare. Corpul pilonului se realizează dintr-un tub metalic cu diametrul de circa 40 cm. Pentru a mări randamentul, antena este prevăzută cu o reţea dezvoltată de conductoare de punere la pămînt.

Este foarte complicat să se asigure lucrul antenei într-o bandă largă care cuprinde aproape întreaga gamă de unde medii, deoarece înălţimea antenei, necesară pentru partea de unde lungi, este, de obicei, prea mare pentru partea de unde scurte a gamei şi, în această situaţie, radiaţia principală va fi dirijată nu de-a lungul pămîntului, ci sub un unghi mare faţă de acesta (în fig. 6-10, *a* este prezentat cazul cînd înălţimea antenei este l=0,75 λ).

Aceste greutăţi sînt evitate în construcţia antenei de bandă largă a lui G. Z. Aizenberg, care este formată dintr-un pilon cu baza izolată, înconjurat în partea inferioară, pînă la înălţimea de $\frac{1}{3}l$, de un manşon, în formă de cilindru din conductoare (fig. 6-15). Curenţii care apar pe

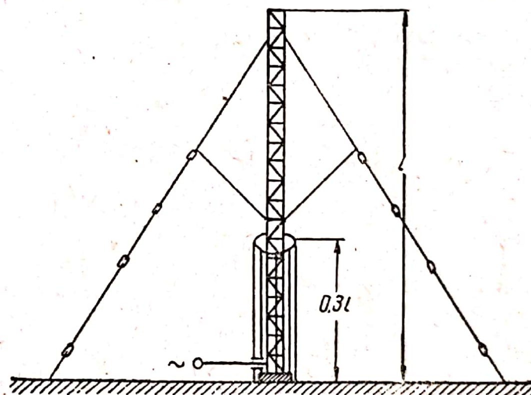


Fig. 6-15. Schema antenei de bandă largă (λ=200 . . . 2000 m).

suprafaţa exterioară a conductoarelor din manşon puse la pămînt pe undele mai scurte joacă un rol important în radiaţie şi, prin interacţiunea cu curenţii pilonului, asigură concentrarea radiaţiei de-a lungul suprafeţei pămîntului. Cînd înălţimea pilonului este de ordinul a 200 m, atunci această antenă asigură lucrul în gama de unde de 200—2000 m.

Antene de recepţie

Antenele de recepţie, folosite în gama lungimilor de undă de radiodifuziune, se împart în antene profesionale şi antene de abonat (pentru radioascultători). Ca antene de recepţie profesionale pot fi folosite antenele în formă de T şi Γ, vibratoarele verticale, precum şi antenele cadru (simple şi în combinaţie cu vibratorul vertical) etc.

Ca antene de abonat se folosesc, în majoritatea cazurilor, conductoare scurte verticale, iar uneori antene în Γ. Staţiile de radio locale de putere mare creează o intensitate

mare a cîmpului și emisiunile lor pot fi recepționate cu ajutorul unor conductoare cu lungimea de 1—2 m. Pentru a recepționa stații mai îndepărtate, mai ales în sate unde cîmpul perturbațiilor industriale nu este mare, este bine să se folosească antenele în T și Γ, suspendate pe niște suporturi la înălțimea de 10—15 m deasupra pămîntului sau de 3—8 m deasupra acoperișului (fig. 6-16), partea orizontală avînd o lungime de 20—30 m. Conductorul de coborîre a antenei trebuie să treacă la o distanță de cel puțin 0,5 m de peretele casei sau de copaci, iar partea orizontală trebuie să fie așezată perpendicular pe conductoarele rețelei de iluminat și a celor de tramvaie (sau troleibuze). Conductorul de coborîre se introduce în încăpere cu ajutorul unui izolator de trecere (o bucșă de porțelan sau un tub de cauciuc).

In cazul în care se folosesc antene exterioare, este absolut necesară punerea la pămînt și plasarea, în apropierea locului unde coborîrea intră în încăpere, a unui paratrăsnet, cu ajutorul căruia antena se pune la pămînt pe tot timpul cît nu este folosit radioreceptorul, precum și în cazul apropierii unor furtuni cu descărcări atmosferice. Pentru punerea la pămînt pot fi folosite țevile conductelor de apă (în cazul antenelor exterioare se interzice folosirea țevilor de calorifer și de gaze, din cauza contactului prost cu pămînt); dacă este posibil, conductorul de punere la pămînt trebuie sudat. Dacă lipsește țeava de apă, atunci trebuie îngropată o tablă metalică zincată, la o adîncime de cel puțin 1—2 m, de care s-a sudat un conductor gros de punere la pămînt. Se poate înfige, în pămînt, la o adîncime de 2—3 m, o țeavă de oțel.

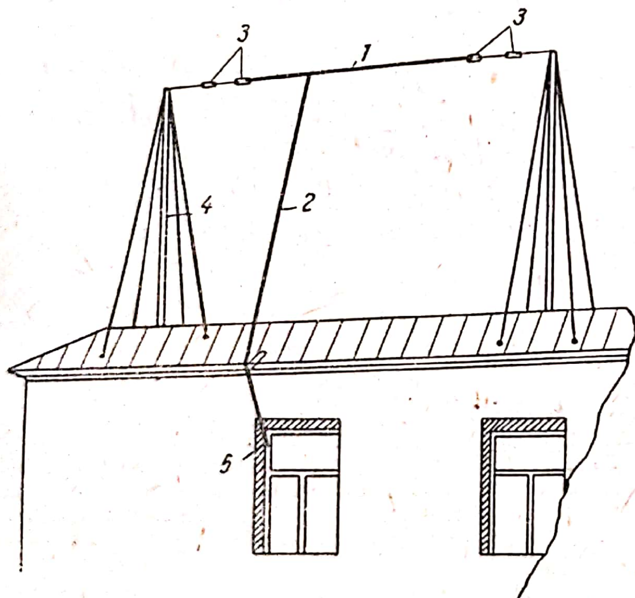


Fig. 6-16. Instalarea antenei exterioare de tip Γ pe acoperiș: *1* — partea orizontală; *2* — coborîrea; *3* — izolatoare; *4* — pilonul; *5* — izolatorul de trecere.

Mărirea dimensiunilor antenei peste cele arătate nu dă o îmbunătățire a calității recepției la un nivel înalt de perturbații.

Pentru o oarecare reducere a nivelului de perturbații se folosește adesea a n t e n a c a d r u, care este construită sub forma unei bobine plane dreptunghiulară, circulară sau de vreo altă formă, realizată din cîteva spire de conductor (fig. 6-17). Datorită dimensiunilor mici ale conductorului cadrului în comparație cu lungimea de undă, curenții, care circulă prin conductoarele cadrului, dacă el este privit ca emițător, au aceeași fază și amplitudine și, de aceea, în laturile opuse au sensuri opuse (fig. 6-17, *a*).

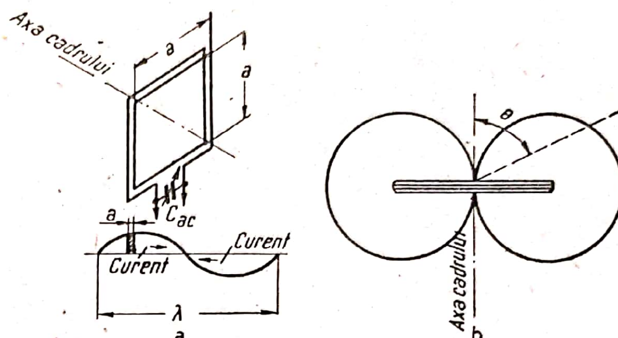


Fig. 6-17. Antena cadru: *a* — schema constructivă; *b* — caracteristica de directivitate.

Aceasta asigură o compensare reciprocă a cîmpurilor create de laturile opuse ale cadrului, în direcția axei cadrului, iar de-a lungul axei sale cadrul nu radiază (nu recepționează) energia de radiofrecvență. Dimpotrivă, în planul cadrului, cîmpurile create de diferitele lui laturi, din cauza diferenței de drum, se adună cu faze diferite de 180° și, în acest mod, are loc radiația (recepția) maximă. Caracteristica de directivitate are forma $F(\nu)=\sin\nu$ (fig. 6-17, *b*), adică antena cadru este o antenă directivă.

Inălțimea efectivă a cadrului crește o dată cu creșterea suprafeței cadrului S și a numărului de spire N:

$$h_{ef}=\frac{2\pi SN}{\lambda}.$$

Exemplu. Să se găsească h_{ef} pentru un cadru de formă pătrată, dacă $\lambda=1000$ m; mărimea unei laturi a cadrului $a=1$ m; $N=10$.

$$h_{ef}=\frac{2\cdot 3{,}14\cdot 1^2\cdot 10}{1000}\approx 0{,}063 \text{ m}.$$

Lungimea totală a conductorului cadrului $l=4aN=$ $=40$ m.

Dacă acest conductor s-ar fi folosit ca vibrator nesimetric vertical, atunci înălțimea efectivă ar fi fost:

$$h_{ef}=\frac{l}{2}=\frac{40}{2}=20 \text{ m}.$$

Din cauza eficacității lor reduse, antenele cadru se folosesc, mai ales, ca antene de recepție. Rotind cadrul, prin îndreptarea axului spre sursa perturbațiilor, acțiunea lor poate fi slăbită.

Dacă la circuitul cadrului se conectează condensatorul C_{ac} (fig. 6-17, *a*), atunci, ca rezultat al acordului, factorul de calitate al circuitului poate fi mărit de Q ori ($Q=200\ldots300$), ceea ce este echivalent cu creșterea lungimii efective tot de Q ori.

Antenele magnetice (cu ferită) se folosesc pe o scară tot mai largă în ultimul timp ca antene de recepție și au o construcție sub formă de bobină, așezată pe un miez în

formă de tijă dintr-un material magnetic de înaltă frecvenţă cu permeabilitate magnetică mare (fig. 6-18).

Avînd aceeaşi caracteristică de directivitate, antena magnetică nu este mai prejos decît cea cadru, în ceea ce priveşte eficacitatea, avînd totodată şi dimensiuni mult mai

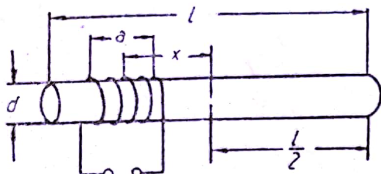


Fig. 6-18. Antena magnetică (cu ferită).

mici. Înălţimea efectivă a antenei magnetice se determină cu ajutorul formulei

$$h_{ef}=\frac{2\pi SN}{\lambda}\mu_{ef}\,mp,$$

în care S şi N sînt suprafaţa şi numărul de spire ale bobinei;

μ_{ef} este valoarea eficace a permeabilităţii magnetice a miezului care depinde de permeabilitatea toroidală a materialului μ_{tor} şi de dimensiunile miezului (fig. 6-19);

$m=1\ldots0{,}3\frac{a}{l}$ — un coeficient, în care a este lungimea bobinei, iar l este lungimea miezului;

p — coeficient care se determină cu ajutorul graficului din fig. 6-20.

Ca material pentru miezul antenelor de unde lungi şi medii se folosesc feritele, care au μ_{tor}=300...1000 Gs/Oe. Miezul are, de obicei, lungimea l=20...30 cm şi diametrul d=1...2 cm.

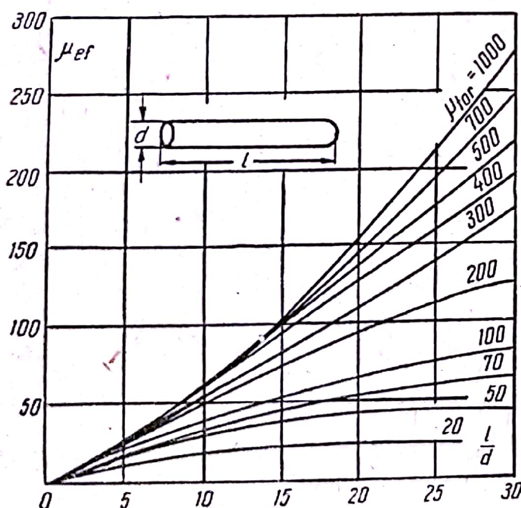


Fig. 6-19. Dependenţa permeabilităţii magnetice efective de dimensiunile miezului antenei magnetice.

Exemplu. Să se găsească h_{ef} pentru antena magnetică cu miez de ferită (l=20 cm; d=1 cm; μ_{tor}=500) şi bobina de inducţie cu diametrul d_{cond}=1 mm (N=10; x=5 cm), dacă λ=1000 m.

Se determină întîi suprafaţa spirei bobinei:

$$S\approx\frac{\pi d^2}{4}=\frac{3{,}14\cdot0{,}2^2}{4}=3{,}14\cdot10^{-2}\ \text{m}^2.$$

Cu ajutorul graficului din fig. 6-19 găsim μ_{ef}=135.

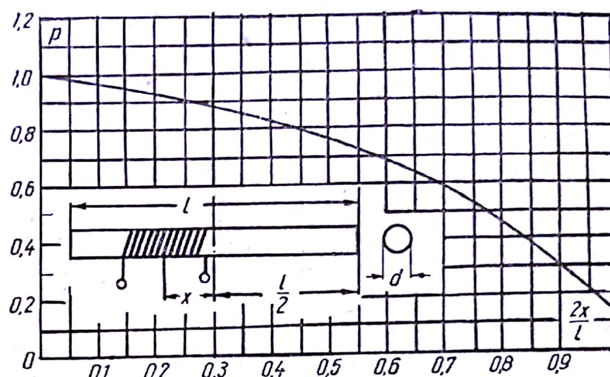


Fig. 6-20. Dependenţa coeficientului p de amplasarea bobinei pe miez.

Pentru a găsi coeficientul m este necesar să se cunoască lungimea bobinei $a\approx Nd_{cond}$=10·1=10 mm:

$$m=1-0{,}3\cdot\frac{1}{20}=0{,}98.$$

Cu ajutorul graficului din fig. 6-20 se găseşte p=0,5. Atunci

$$h_{ef}=\frac{2\cdot3{,}14\cdot3{,}14\cdot10^{-2}\cdot10}{1000}\,135\cdot0{,}98\cdot0{,}5=0{,}13\ \text{m}.$$

Comparînd exemplele de calcul pentru h_{ef} pentru antena cadru şi pentru cea magnetică cu aceleaşi valori pentru N şi λ, se vede că micşorarea suprafeţei cadrului de aproximativ 32 de ori, prin aşezarea lui pe un miez de ferită, duce la creşterea eficacităţii antenei. Antena magnetică poate fi introdusă cu uşurinţă chiar în caseta radioreceptorului.

Adaptarea antenelor

Pe undele lungi şi medii pentru adaptare se folosesc de obicei schemele cu cuplaj inductiv sau cu cuplaj prin autotransformator (tabela 6-2).

Exemplu. Să se calculeze L şi C pentru adaptarea antenei ($R_{A\,intr}$=20 Ω) cu fiderul (ρ_f=200 Ω), dacă λ=800 m.

Deoarece $R_{A\,intr}<\rho_f$, folosim schema 2 şi formulele de calcul corespunzătoare.

$$C=\frac{5{,}3\cdot10^{2}\cdot800}{200}\sqrt{\frac{200}{20}-1}=6360\ \text{pF};$$

$$L=5{,}3\cdot10^{-4}\cdot800\cdot20\sqrt{\frac{200}{20}-1}=25{,}4\ \mu\text{H}.$$

În cazul unor antene de emisie pentru posturi puternice, elementele de adaptare trebuie să fie calculate şi pentru mărimea curentului care circulă prin ele.

Tabela 6-2

Schema cu cuplaj prin autotransformator de adaptare a impedanței antenei cu impedanța caracteristică a fiderului

Numărul schemei	Schema	Utilizarea	Formulele pentru calculul lui C și L
1	l, $R_{A\,intr}$, C, ρ_f	Pentru $R_{A\,intr} > \rho_f$	$C_{[pF]}=\frac{5{,}3\cdot 10^2\,\lambda_{[m]}}{R_{A\,intr\,[\Omega]}}\sqrt{\frac{R_{A\,intr}}{\rho_f}-1}$ $L_{[\mu H]}=5{,}3\cdot 10^{-4}\,\lambda_{[m]}\,\rho_{f\,[\Omega]}\sqrt{\frac{R_{A\,intr}}{\rho_f}-1}$
2	$R_{A\,intr}$, C, l, ρ_f	Pentru $R_{A\,intr} < \rho_f$	$C_{[pF]}=\frac{5{,}3\cdot 10^2\,\lambda_{[m]}}{\rho_{f\,[\Omega]}}\sqrt{\frac{\rho_f}{R_{A\,intr}}-1}$ $L_{[\mu H]}=5{,}3\cdot 10^{-4}\,\lambda_{[m]}\,R_{A\,intr\,[\Omega]}\sqrt{\frac{\rho_f}{R_{A\,intr}}-1}$

6-7. TIPURI ȘI PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE ALE ANTENELOR PENTRU UNDE SCURTE

Una dintre cerințele principale pe care trebuie să le satisfacă antenele pentru unde scurte este cea legată de gama de frecvențe și, în multe cazuri, de directivitate. Din cauza instabilității condițiilor de propagare a acestor unde în ionosferă este necesar ca de cîteva ori în decurs de 24 de ore să se treacă de la o undă la alta, fără a se face schimbări esențiale pe traseul antenă-fider. De aceea, pe lîngă vibratoarele simetrice obișnuite acordate $\left(\text{de obicei în } \frac{\lambda}{2}\right)$ și cele nesimetrice $\left(\text{de obicei în } \frac{\lambda}{4}\right)$, pe undele scurte se folosesc pe scară largă antene de bandă largă, așa cum este dipolul lui Nadenenko, antena rombică etc.

Dipolul lui Nadenenko este un vibrator simetric cu diametru mare, format din conductoare așezate de-a lungul

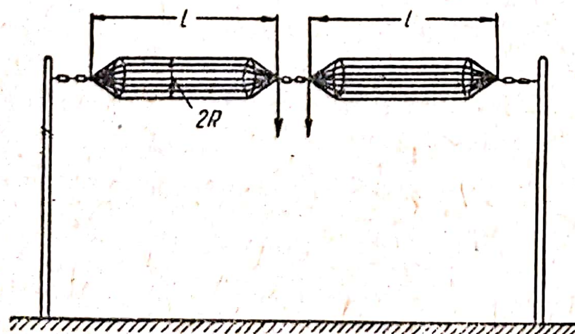


Fig. 6-21. Dipolul lui Nadenenko.

generatoarelor unui cilindru (fig. 6-21). Înălțimea de suspensie nu trebuie să fie mai mică de $1/4\,\lambda_{max}$, unde λ_{max} este cea mai mare lungime de undă din gamă.

Lărgimea cerută a gamei dipolului (vibratorului) se realizează prin micșorarea impedanței caracteristice prin creșterea diametrului dipolului, care este de 0,5—1,5 m. Folosindu-se șase—opt conductoare, impedanța caracteristică a dipolului va fi aceeași ca și pentru cilindrul plin.

Impedanța caracteristică se calculează cu ajutorul formulei

$$\rho_A=276\left(\lg\frac{2l}{R_{ech}}-0{,}435\right),$$

în care: l este lungimea unui braț al dipolului:

$R_{ech}=R\sqrt[n]{\frac{nr}{R}}$ — raza echivalentă, în care

R este raza suprafeței cilindrice pe care sînt așezate conductoarele dipolului;

n — numărul conductoarelor dintr-un braț al dipolului;

r — raza conductoarelor.

Exemplu. Să se găsească impedanța caracteristică a dipolului lui Nadenenko, dacă $l=10$ m; $R=0{,}5$ m; $n=6$; $r=4$ mm.

Se determină mărimea R_{ech}

$$R_{ech}=0{,}5\sqrt[6]{\frac{6\cdot 0{,}004}{0{,}5}}=0{,}5\sqrt[6]{0{,}048}=0{,}5\cdot 0{,}6=0{,}3\text{ m}.$$

Se găsește valoarea lui ρ_A:

$$\rho_A=276\left(\lg\frac{2\cdot 10}{0{,}3}-0{,}435\right)=276\cdot 1{,}38=380\ \Omega.$$

Astfel impedanța caracteristică a dipolului lui Nadenenko este de 2—3 ori mai mică decît impedanța caracteristică a vibratorului simetric format dintr-un singur conductor. Tocmai aceasta asigură lucrul satisfăcător al antenei în gama lungimilor de undă $4l > \lambda > 1{,}56l$, de exemplu, în gama lungimilor de undă de 40—15,6 m.

Antena rombică este o antenă directivă de bandă largă formată din patru conductoare așezate în formă de

romb la o înălţime oarecare deasupra pămîntului (fig. 6-22). Intr-unul din unghiurile ascuţite ale rombului se conectează fiderul, iar în celălalt se conectează rezistenţa de sarcină (absorbită) R_s, egală cu impedanţa caracteristică a antenei şi cea a fiderului ($R_s=\rho_A=\rho_f$). Astfel, de-a lungul conductoarelor antenei se stabileşte un regim de undă progresivă, ceea ce asigură constanţa impedanţei de intrare a antenei

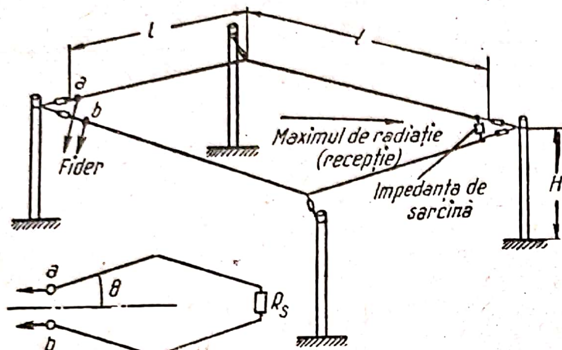


Fig. 6-22. Antena rombică.

cu frecvenţa. Invariabilitatea caracteristicii de directivitate (în gama de unde) se realizează prin alegerea mărimilor l şi θ, din condiţiile

$$0{,}2l \leqslant \lambda \leqslant 0{,}6l; \quad \cos\theta_{max}=1-\frac{\lambda}{2l}.$$

La valorile mici ale lui l în comparaţie cu λ, unghiul θ_{max} variază mult cînd variază λ, ceea ce înseamnă schimbarea direcţiei de radiaţie (recepţie). De aceea, de obicei se ia $l=4\lambda_{opt}$, înălţimea de suspensie a conductoarelor antenei fiind $H=\lambda_{opt}$ (cînd lungimea liniei de radiocomunicaţii este mai mare de 1500 km). In această situaţie, dacă $\theta=25°$, atunci

$$D_{max}=110\ (\lambda=0{,}8\lambda_0); \quad D_{min}=35\ (\lambda=2{,}5\lambda_0).$$

Cînd liniile de radiocomunicaţii sînt scurte şi nu depăşesc 600 km, se pot folosi antene mai simple, care au $l=\lambda_{opt}$; $H=0{,}35\lambda_{opt}$; $\theta=45°$. Asemenea antene pot fi construite cu uşurinţă în practică.

Rezistenţele de sarcină ale antenei de recepţie $R_s=600\ldots700\ \Omega$ se realizează sub forma unor rezistenţe obişnuite. In antenele de emisie sarcina absoarbe peste 25% din puterea emiţătorului şi, din această cauză, se confecţionează sub forma unei linii bifilare de oţel, lungă cu o mare atenuare liniară. Lungimea liniei la antenele liniilor de radiocomunicaţii principale atinge cîteva sute de metri.

Antene de radioamatori

Antena nesimetrică de bandă „Ground plane" se foloseşte în benzile de frecvenţe radio rezervate amatorilor cu λ de 10, 14, 20 şi 40 m. Această antenă radiază (recepţionează) nedirectiv în planul orizontal, iar în cel vertical — sub un unghi mic (10—20°) faţă de orizont. Antena este formată dintr-un vibrator vertical cu lungimea $l=5{,}3$ m, cu o contragreutate formată din patru conductoare, perpendiculare între ele, fiecare avînd o lungime de 5,3 m şi un dispozitiv de adaptare (fig. 6-23). Vibratorul se confecţionează dintr-un tub de duraluminiu cu un diametru de 4 cm. Conductoarele contragreutăţii, cu diametrul de 2 mm, pot fi folosite ca fire de ancorare a suportului (rolul de contra-

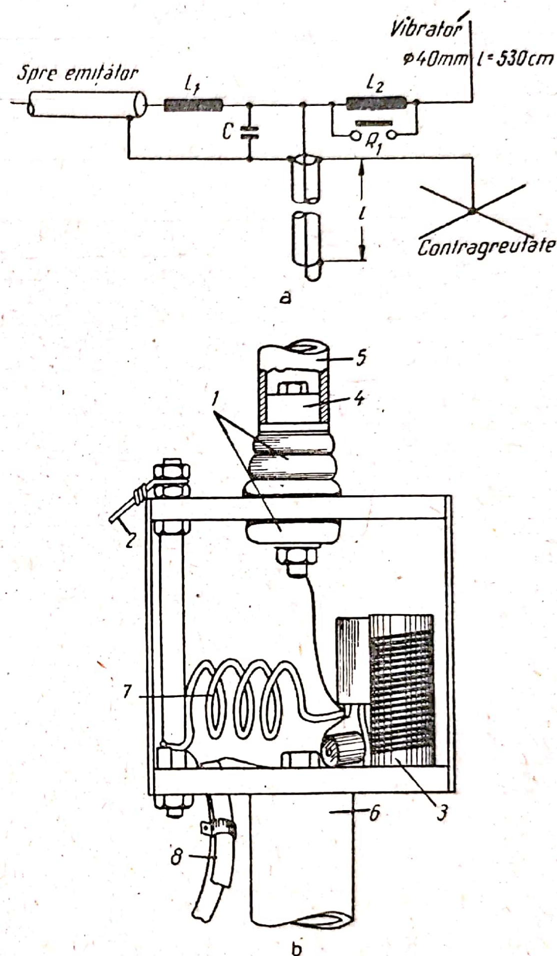


Fig. 6-23. Antena de radioamatori de tipul „Ground plane" :
a — schema antenei ; b — construcţia dispozitivului de adaptare ; (1 — izolatorul de porţelan ; 2 — ancora-contragreutate ; 3 — bobina suplimentară L_2 ; 4 — talpa vibratorului ; 5 — vibratorul ; 6 — suportul ; 7 — bobina L_1 ; 8 — cablurile coaxiale de alimentare şi de adaptare).

greutate poate fi îndeplinit de acoperişul metalic). Bobina L_2 se conectează la antenă numai în gama de 40 m; pentru toate celelalte game ea se scurtcircuitează cu ajutorul releului R_1. Parametrii elementelor de adaptare (tabela 6-3) depind de impedanţa caracteristică a cablului şi trebuie respectaţi cu destulă precizie (pentru a evita supratensionări în cablul de alimentare).

Tabela 6-3

Valorile parametrilor elementelor de adaptare

Parametrul	Impedanţa caracteristică a cablului coaxial		
	ρ_f=50 Ω	ρ_f=75 Ω	ρ_f=88 Ω
L_1, μH	0,7	0,8	0,825
L_2, μH	6,3	7	6,6
C, pF	83	68	64
l, m	11,4	11,4	10,7

Antena de tipul „patrat dublu" este o atenă directivă de bandă formată din două cadre, aşezate la o distanţă A=0,1...0,25 λ unul faţă de celălalt (fig. 6-24). Ea lucrează în gamele de 10, 14, 20 m, avînd un coeficient de amplificare G=8...10 dB (creşte o dată cu creşterea dimensiunii A). Unul din cadre este vibrator, iar celălalt este un reflector activ, adică alimentat, care serveşte pentru realizarea radiaţiei (recepţiei) antenei într-o direcţie. De obicei acest tip de antenă are un suport rotitor.

Laturile orizontale ale cadrelor au la mijloc o întrerupere, unde se conectează segmente scurtcircuitate de cablu plat de tipul KATB. Impedanţa de intrare a antenei variază de la 80—90 Ω în gamele de 10 şi 14 m şi pînă la 30 Ω în gama de unde de 20 m. De aceea, pentru adaptare se folosesc, de obicei, fiderii coaxiali cu ρ_f=70 Ω. Pentru a asigura adaptarea în gama undelor de 20 m se recurge la conectarea în paralel a doi fideri de acest tip.

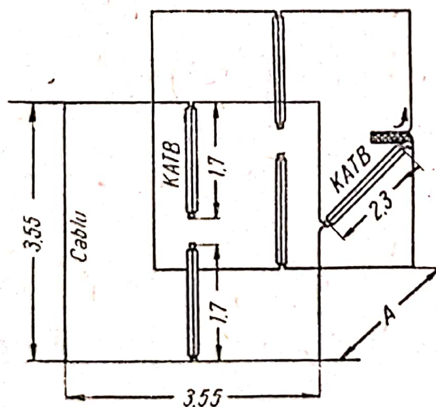


Fig. 6-24. Antena de tipul „patrat dublu".

Ca antene directive acordate se folosesc pe scară largă antenele multivibratoare sinfazice, formate dintr-un şir de vibratoare în $\frac{\lambda}{2}$, aşezate în acelaşi plan, la o anumită distanţă între ele.

Principiul de lucru al oricărei antene directive constă în aceea că cîmpurile electromagnetice, radiate în direcţii diferite de diferitele ei părţi sau elemente, de exemplu de vibratoare, se adună (interferează), cu faze diferite, în diferite puncte ale spaţiului. In unele direcţii, acolo unde cîmpul diferitelor elemente se adună cu faze egale, are loc creşterea cîmpului rezultant, iar în celelalte direcţii, unde această adunare se face cu faze care diferă esenţial, cîmpul rezultant este slăbit.

Pentru ca fazele cîmpurilor create de părţi sau elemente diferite ale antenei să se deosebească esenţial pentru direcţii ale radiaţiei (recepţie) diferite de cea principală, distanţele dintre aceste elemente trebuie să fie suficient de mari în comparaţie cu lungimea de undă şi numărul acestor elemente trebuie să fie de asemenea mare. Astfel, creşterea numărului vibratoarelor duce la îmbunătăţirea directivităţii antenei. Toate acestea îngreuiază realizarea directivităţii antenelor pentru undele scurte şi mai lungi.

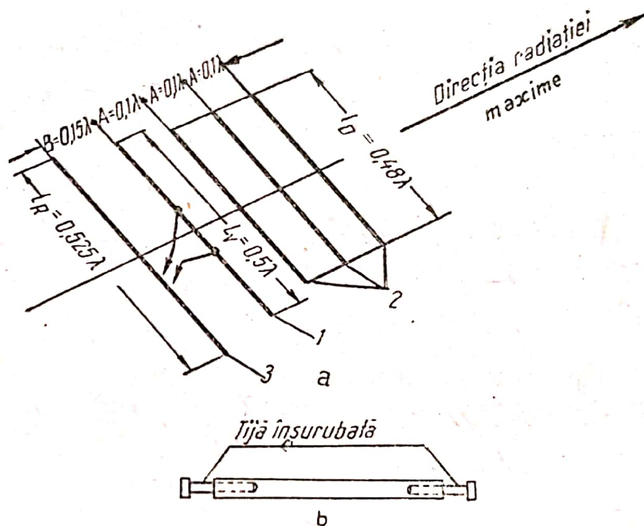


Fig. 6-25. Antena de tipul „canal de undă":

a — schema antenei (*1* — vibratorul activ; *2* — directoare; *3* — reflectoare); *b* — schiţa vibratorului pasiv de lungime variabilă.

Dacă toate vibratoarele sînt alimentate sinfazic şi sînt active, atunci radiaţia (recepţia) maximă se obţine în direcţia perpendiculară pe reţeaua de vibratoare. Pentru realizarea monodirectivităţii, în spatele acestei reţele, la distanţa de 1/2 λ, se aşază un reflector, construit sub forma unei reţele asemănătoare de vibratoare (active sau pasive).

Dacă însă alimentarea vibratoarelor se realizează cu o întîrziere de fază de 90° (de la un vibrator la alt vibrator) şi distanţa dintre ele este de aproximativ 1/2 λ, atunci radiaţia (recepţia) maximă a antenei coincide cu planul în care sînt aşezate vibratoarele. Adesea, în asemenea antene, numite **directoare** sau antene de tipul **canal de undă**, un singur vibrator este activ, iar celelalte nu sînt alimentate, adică sînt pasive (fig. 6-25). Pentru a se asigura fazele necesare, se alege în mod corespunzător lungimea vibratoarelor pasive (tabela 6-4).

Tabela 6-4

Dimensiunile antenei de tipul „canal de undă"

Lungimea de undă m	Dimensiunile, cm				
	L_V	L_D	L_R	*A*	*B*
10	500	490	535	105	160
14	670	655	720	145	215
20	1000	980	1070	215	322

Pe unde scurte o asemenea antenă are, de obicei, numai două vibratoare pasive, dintre care unul (mai scurt decît cel activ) se numeşte director, adică vibratorul de directivitate, iar celălalt (mai lung decît cel activ) — reflector, adică vibrator de reflecţie. În direcţia dinspre reflector spre director radiaţia (recepţia) comună a vibratoarelor este sinfazică; în această direcţie are loc radiaţia (recepţia) maximă a antenei.

Coeficientul de directivitate al antenei poate fi determinat, cu titlu de orientare, cu ajutorul formulei

$$D \approx 5(n+1),$$

unde n este numărul directoarelor (fiind un singur reflector).

Vibratoarele pasive ale antenei pot fi fixate direct la o tijă metalică, ceea ce nu influenţează asupra distribuţiei curentului de-a lungul lor şi nu duce la pierderi de energie. Pentru a avea posibilitatea de a acorda vibratoarele acestea se construiesc cu o lungime reglabilă (fig. 6-25, b). Elementele de sprijin ale antenei, de asemenea, se pot fixa direct la tijă. Vibratorul activ al alimentării cu şunt poate fi fixat direct la tijă, iar vibratorul simetric obişnuit trebuie fixat cu ajutorul unui izolator.

Rezistenţa de radiaţie a antenei scade brusc atunci cînd creşte numărul vibratoarelor, de aceea, pentru asigurarea unei benzi suficient de largi, drept vibrator activ se foloseşte adesea vibratorul în buclă al lui Pistolkors.

Adaptarea antenelor

Pe undele scurte, în cazul folosirii antenelor nesimetrice, pot fi folosite schemele de adaptare, examinate în paragraful 6-7. Însă pe aceste lungimi de undă se folosesc mai des vibratoarele simetrice. În acest caz, bobinele de inducţie ale schemei de adaptare cu autotransformator trebuie să fie conectate la fiecare conductor al fiderului şi să aibă o inductanţă egală cu $L/2$.

Într-o serie de cazuri, pe undele scurte şi ultrascurte, se reuşeşte să se facă adaptarea pe calea alegerii directe a impedanţei caracteristice a fiderului ($R_{A\,intr}=\rho_f$). În această situaţie nu mai este necesară conectarea unor elemente suplimentare de adaptare.

Adaptarea cu ajutorul transformatorului în $\frac{\lambda}{4}$. Linia bifilară cu lungimea de $1/4\lambda$ este un transformator de rezistenţă: dacă la un capăt al ei se conectează rezistenţa $R_{A\,intr}$, atunci la celălalt capăt rezistenţa este egală cu

$$\frac{\rho_{tr}^2}{R_{A\,intr}},$$

unde ρ_{tr} este impedanţa caracteristică a transformatorului în $\frac{\lambda}{4}$.

Astfel, dacă există o antenă şi un fider, iar $R_{A\,intr} \neq \rho_f$, atunci pentru adaptarea lor este necesar să se conecteze un transformator în $\frac{\lambda}{4}$ (fig. 6-26), care are impedanţa caracteristică

$$\rho_{tr} = \sqrt{R_{A\,intr}\,\rho_f}.$$

Exemplu. Se cere să se asigure o undă progresivă într-un fider de 200 Ω, care alimentează un vibrator de jumătate lungime de undă.

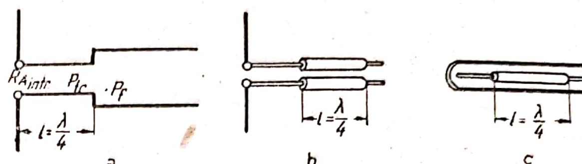


Fig. 6-26. Adaptarea antenei şi a fiderului cu ajutorul transformatorului în $\frac{\lambda}{4}$:

a — schema de conectare; b — execuţia constructivă în cazul liniei deschise; c — execuţia constructivă în cazul cablului coaxial.

În acest scop între antenă şi fider se conectează un transformator de un sfert de lungime de undă cu impedanţa caracteristică

$$\rho_{tr} = \sqrt{73{,}1 \times 200} \approx 120\ \Omega.$$

Adaptarea cu ajutorul alimentării şunt a vibratoarelor în $\frac{\lambda}{2}$. Schimbarea punctului de conectare a fiderului la vibrator duce la variaţia rezistenţei lui de intrare, iar

$$R_{A\,intr} = \frac{\rho_A^2}{73{,}1}\sin^2\frac{2\pi}{\lambda}x,$$

unde ρ_A este impedanţa caracteristică a vibratorului;
x — distanţa de la centrul vibratorului pînă la punctul de conectare (fig. 6-27, a).

Exemplu. Se cere să se adapteze fiderul bifilar (ρ_f=200 Ω) cu vibratorul în $\frac{\lambda}{2}$ (ρ_A=350 Ω) cu ajutorul alimentării şunt, dacă λ=10 m.

În scopul determinării locului de conectare a fiderului la antenă, transformăm formula pentru $R_{A\,intr}$:

$$\sin\frac{2\pi}{\lambda}x = \sqrt{\frac{R_{A\,intr}\cdot 73{,}1}{\rho_A^2}} = \sqrt{\frac{200\cdot 73{,}1}{350^2}} = 0{,}36.$$

Din tabelele trigonometrice găsim:

$$\frac{2\pi}{\lambda}\cdot x \approx 21°.$$

Transformînd rezultatul în radiani, obţinem:

$$x = \frac{\lambda}{2\pi}\,0{,}37 = \frac{10\cdot 0{,}37}{2\cdot 3{,}14} \approx 0{,}59\ \text{m}.$$

Adaptarea cu ajutorul şuntului inductiv sau capacitiv

Rezistenţa fiderului, în lipsa regimului undei progresive, variază de-a lungul lui între limite largi, atît ca mărime, cît şi ca semn. De aceea, se poate găsi întotdeauna o secţiune a fiderului în care componenta activă a impedanţei de intrare să fie egală cu impedanţa caracteristică a fiderului, iar componenta reactivă să aibă o anumită inductanţă sau capacitate.

Pentru compensarea componentei reactive, în punctul respectiv al fiderului este necesar să se conecteze o reac-

tanţă egală ca mărime, dar de semn contrar. De exemplu, dacă componenta reactivă a impedanţei de intrare este o inductanţă, atunci este necesar să se conecteze un şunt sub formă de capacitate ($X_C = X_L$).

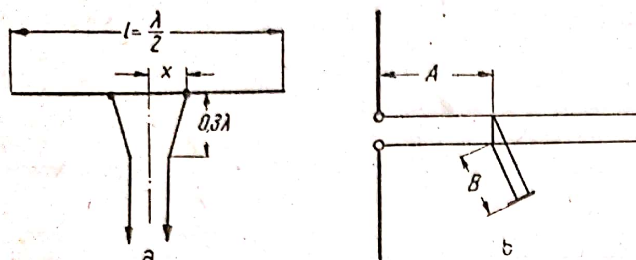


Fig. 6-27. Schema de adaptare cu şunt :
a — alimentarea prin şunt a vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$; b — şuntul de adaptare sub forma unui segment de linie în scurtcircuit.

Drept şunturi de compensaţie se folosesc bobine de inducţie şi condensatoare, precum şi segmentele de linii bifilare scurtcircuitate-bucle (fig. 6-27, *b*), variaţia lungimii acestora permiţînd să se obţină valoarea necesară a inductanţei sau a capacităţii.

Dimensiunile *A* şi *B* ale buclei se calculează în funcţie de cerinţele ce se pun privind calitatea adaptării antenei cu fiderul.

6-8. TIPURI ŞI PARTICULARITĂŢI CONSTRUCTIVE ALE ANTENELOR PENTRU UNDE ULTRASCURTE

Folosirea pe scară largă a undelor ultrascurte (UUS) în radiodifuziune, televiziune, radiolocaţie, radiotelecomandă etc. a dus la crearea unor antene originale ca principiu de funcţionare şi construcţie. Lungimea de undă mică permite crearea pentru UUS a unor antene cu mare directivitate şi cu dimensiuni relativ reduse. In majoritatea cazurilor, antenele de UUS se cere să lucreze intr-o bandă largă de frecvenţe (pînă la cîţiva megaherţi).

Pentru UUS se folosesc diferite tipuri de vibratoare simetrice şi nesimetrice, antenele multivibratoare, printre care şi antenele de tipul „canal de undă", diferite tipuri de antene cu suprafeţe directive, destinate pentru a mări directivitatea sursei primare de radiaţie (recepţie) şi de transformare a frontului undei de la sursa primară în scopul asigurării unei forme speciale a caracteristicii de directivitate. Dintre antenele cu suprafaţa directivă fac parte antenele cu reflector parabolic, antenele lentile, antenele horn şi dielectrice, precum şi antenele pentru unde de suprafaţă. In afară de aceasta, pe undele centimetrice, iar uneori şi pe cele mai lungi, se folosesc pe scară tot mai largă antenele cu fantă, care, într-o anumită măsură, sînt echivalente cu antenele vibratoare.

Antene de unde metrice

Drept antene pentru uzul individual se folosesc pe scară largă vibratoarele în $\frac{\lambda}{2}$, realizate din tuburi de duraluminiu, relativ groase, pentru asigurarea lărgimii benzii. In acelaşi scop se foloseşte vibratorul în formă de buclă al lui Pistolkors.

Dintre antenele directive, cea mai largă utilizare o au antenele de tipul „canal de undă". In fig. 6-28 sînt

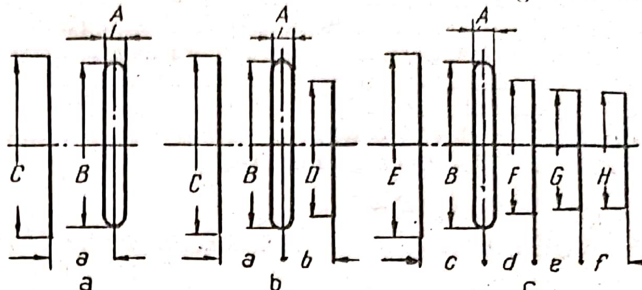


Fig. 6-28. Schemele de amplasare a vibratorului antenelor de tipul „canal de undă".

reprezentate schemele cel mai mult folosite ale vibratoarelor, iar în tabela 6-5 sînt date dimensiunile antenelor folosite în televiziune (pe canalele 1-12) şi în gamele de radioamatori de 144—146 şi 420—435 MHz.

In cazul folosirii ca fider a unei linii bifilare simetrice vibratorul activ poate fi legat direct la linie. Insă, pentru undele metrice şi cele decimetrice ca fider se foloseşte, mai ales, cablul coaxial, care nu este o linie simetrică, pentru că conductorul său exterior este pus la pămînt. De aceea, curentul I_1 (fig. 6-29) vine nu numai în braţul *1* al vibratorului, dar circulă şi prin suprafaţa exterioară a învelişului cablului.

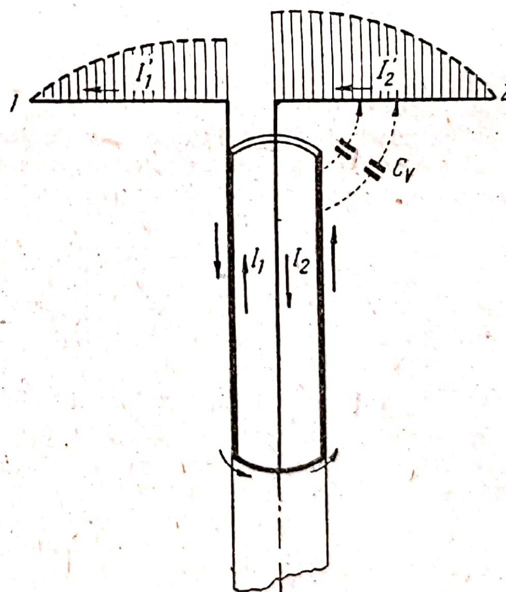


Fig. 6-29. Influenţa nesimetriei cablului coaxial asupra alimentării vibratorului simetric.

Intre suprafaţa cablului şi braţul *2* al vibratorului apar nişte curenţi care închid curenţii de conducţie care circulă prin învelişul cablului şi prin braţul *2* al vibratorului, prin capacităţile C_v. Ca rezultat, curenţii din braţele *1* şi *2* ale vibratorului nu vor fi egali, ceea ce duce la distorsionarea caracteristicii de directivitate şi la scăderea randamentului antenei.

Tabela 6-5

Dimensiunile geometrice ale antenelor de tipul „canal de undă"

Canalele	Dimensiuni, mm														
	A	*B*	*C*	*D*	*E*	*F*	*G*	H	*a*	*b*	*c*	*d*	*e*	*f*	l_v
							De televiziune								
1	70	2760	3350	2340	3130	2510	2490	2430	900	600	1200	730	700	740	1960
2	70	2340	2840	2000	2650	2130	2100	2060	760	510	1030	620	590	625	1600
3	70	1790	2200	1550	2060	1650	1630	1600	590	395	790	480	460	485	1240
4	70	1620	2000	1400	1870	1500	1486	1450	535	355	720	435	420	440	1120
5	70	1510	1830	1290	1710	1370	1360	1330	490	330	660	400	380	400	1030
6	120	710	845	690	845	690	690	690	320	270	320	270	400	400	560
7—8	120	670	800	660	800	660	660	660	305	255	305	255	375	375	525
9—10	120	610	730	595	730	595	595	595	275	230	270	230	345	345	480
11—12	120	565	675	550	675	550	550	550	255	215	255	215	320	320	450
							De radioamatori								
144—146 MHz	17	970	—	—	1010	920	915	—	—	—	405	405	405	—	—
420—435 MHz	7	320	—	—	333	307	305	—	—	—	133	133	133	—	—

Dispozitive de simetrizare. Simetrizarea la alimentarea vibratoarelor simetrice cu cabluri coaxiale se realizează prin cîteva metode. In principiu, metoda cea mai simplă este folosirea unei linii în $\frac{\lambda}{4}$ scurtcircuitată (fig. 6-30, *a*), a cărei impedanţă de intrare este infinită. Din această cauză, curentul I_1 nu se va ramifica pe învelişul exterior al cablului. Lungimea cilindrului se ia egală cu un sfert din lungimea mijlocie de undă din gama de lucru.

In practică, simetrizarea poate fi realizată mai uşor cu ajutorul schemei cotului *U*, în care drumul curentului de la firul interior al cablului pînă la unul din braţele vibratorului simetric (în fig. 6-30, *b*, braţul *1*), în urma conectării unui segment suplimentar de cablu coaxial, este cu o jumătate de lungime de undă mai lung decît drumul

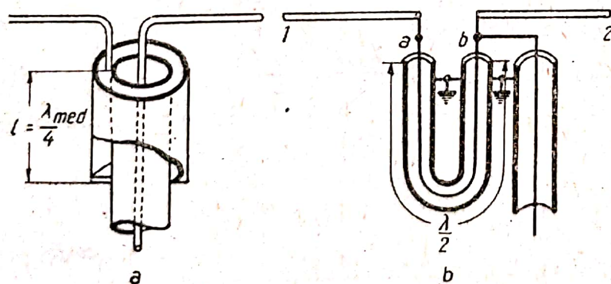


Fig. 6-30. Metode de simetrizare prin folosirea cablului coaxial: *a* — schema de adaptare cu o linie în $\frac{\lambda}{4}$; *b* — schema cotului *U*.

curentului pînă la cel de-al doilea braţ al vibratorului. De aceea, pe linia egală cu $\frac{\lambda}{2}$ faza variază cu 180° şi curenţii din punctele *a* şi *b* au amplitudini egale, dar sînt opuşi ca fază, ceea ce şi este necesar pentru excitarea simetrică. Deoarece învelişul cablului, la o astfel de alimentare, nu este legat de braţele vibratorului, nu au loc ramificări ale curentului pe suprafaţa exterioară.

Dacă simetrizarea se realizează după schema cotului *U*, atunci poate fi deranjată adaptarea fiderului cu antena. Intr-adevăr, vibratorul în $\frac{\lambda}{2}$ poate fi înlocuit cu rezistenţa $R_{A\,intr}$ cu punctul mediu pus la pămînt (fig. 6-31) şi atunci, la intrarea cablului, se conectează în paralel

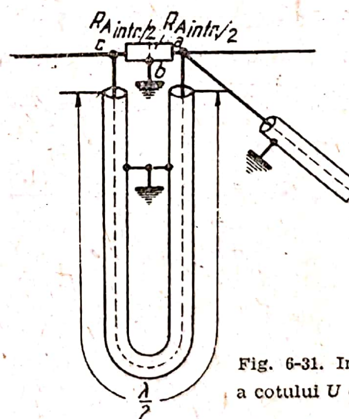


Fig. 6-31. Impedanţa de intrare a cotului *U* cu vibratorul în $\frac{\lambda}{2}$

două rezistenţe: rezistenţa $R_{A\,intr}/2$ a antenei (în punctele *a-b*) şi rezistenţa liniei în $\frac{\lambda}{2}$ scurtcircuitată la capătul îndepărtat (în punctele *b-c*) cu rezistenţa $R_{A\,intr}/2$ a antenei. Intre fiderul interior al cablului şi învelişul lui sînt conectate în paralel două rezistenţe cu mărimea $R_{A\,intr}/2$, pentru că linia în $\frac{\lambda}{2}$ transferă rezistenţa de la un capăt la celălalt fără schimbări. In consecinţă, cablul este încărcat pe rezistenţa $R_s=R_{A\,intr}/4$.

De exemplu, pentru vibratorul obişnuit în $\frac{\lambda}{2}$, $R_s=\frac{73{,}1}{4}\approx$ $\approx 18\ \Omega$, iar în cazul vibratorului în buclă, $\frac{290}{4}\approx 72\ \Omega$. Dacă

se foloseşte un cablu cu $\rho_f=75\ \Omega$, atunci, în primul caz, este necesar să se realizeze adaptarea.

Dacă la folosirea cotului U este necesar să se realizeze adaptarea, atunci cotul U se lungeşte cu $\lambda/4$ pentru fiecare latură (fig. 6-32), adică la vibrator se conectează

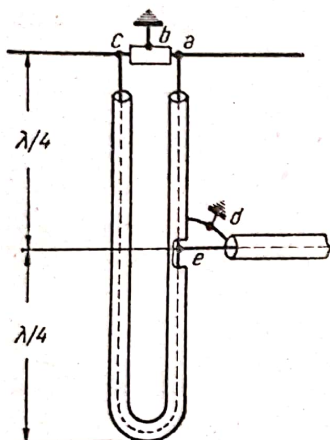


Fig. 6-32. Folosirea schemei cotului U cu conectarea transformatoarelor în $\frac{\lambda}{4}$.

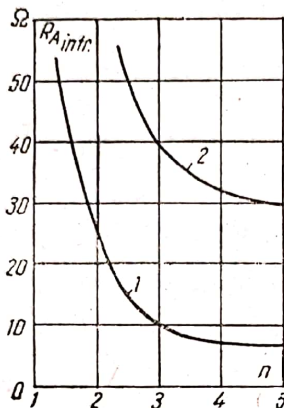


Fig. 6-33. Dependenţa impedanţei de intrare a antenei de tipul „canal de undă" de numărul total n de vibratoare: 1 — pentru vibratorul activ obişnuit; 2 — pentru vibratorul activ în formă de buclă.

transformatoare în $\frac{\lambda}{4}$. In acest caz, la fiderul de alimentare în punctele d—e sînt conectate două rezistenţe în paralel, transformate de sectorul în $\frac{\lambda}{4}$ în mărimea $R_s=\frac{\rho_{tr}^2}{R_{A\,intr}/2}$ fiecare, unde ρ_{tr} este impedanţa caracteristică a cotului U. Rezistenţa totală în punctele d—e va fi $\frac{R_s}{2}=\frac{\rho_{tr}^2}{R_{A\,intr}}$. Pentru a fi îndeplinite condiţiile de adaptare, ea trebuie să fie egală cu impedanţa caracteristică a fiderului ρ_f, adică

$$\rho_f=\rho_{tr}^2/R_{A\,intr} \quad \text{şi} \quad \rho_{tr}=\sqrt{R_{A\,intr}\,\rho_f}.$$

Exemplu. Să se determine parametrii cotului U de simetrizare în cazul alimentării vibratorului în $\lambda/2$ printr-un cablu coaxial cu $\rho_f=75\ \Omega$.

In acest scop se foloseşte schema cotului U cu transformatoare în $\frac{\lambda}{4}$. Impedanţa caracteristică a segmentului de cablu al cotului U trebuie să fie

$$\rho_{tr}=\sqrt{73{,}1\cdot 75}\approx 74\ \Omega.$$

Astfel, cotul U poate fi făcut din acelaşi cablu care se foloseşte şi ca fider.

La determinarea lungimii cotului U este necesar să se ţină seama de efectul de „scurtare" a lungimii de undă în cablul ce conţine dielectric, cu permeabilitatea dielectrică relativă ε, şi anume:

$$\lambda_f=\frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}},$$

unde λ este lungimea de undă în aer.

La calculul dispozitivelor de simetrizare şi de adaptare a antenelor de tipul „canal de undă" trebuie să cunoaştem mărimea $R_{A\,intr}$ care, în funcţie de numărul total de vibratoare ale antenei, poate fi determinată, cu aproximaţie, din graficul din fig. 6-33.

Particularităţile de construcţie ale antenelor de recepţie pentru televiziune

Antenele de recepţie pentru televiziune trebuie să îndeplinească următoarele cerinţe.

1. Antena trebuie să aibă o bandă de trecere suficientă pentru ca semnalul de televiziune în alb-negru, care ocupă o bandă de frecvenţe de aproximativ 8 MHz, să fie transmis de antenă la intrarea receptorului, fără distorsiuni vizibile. Pentru recepţia televiziunii în culori, banda de trecere trebuie să fie mult mai largă.

2. Antena trebuie să fie bine adaptată cu cablul de alimentare. Lipsa adaptării poate duce la apariţia unor imagini repetate pe ecranul televizorului.

3. Schema de adaptare a antenei cu cablul de alimentare trebuie să fie simetrizată.

4. Antena destinată pentru recepţia la distanţe mari de centrul de televiziune trebuie să aibă un coeficient de amplificare destul de mare.

Lungimea de rezonanţă a vibratorului poate fi calculată cu ajutorul formulei

$$l=\frac{\lambda_{med}}{2}\left(1-\frac{\Delta\%}{100}\right),$$

în care λ_{med} este lungimea de undă, corespunzătoare frecvenţei medii a canalului de televiziune şi se ia din tabela 6-6;

$\Delta\%$ — coeficientul de scurtare (în procente) şi se determină după graficul din fig. 6-4.

Tabela 6-6

Lungimile de undă, corespunzătoare frecvenţei medii a canalelor de televiziune

Canalele	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
λ_{med}, m	5,72	4,84	3,75	3,41	3,13	1,68	1,61	1,54	1,48	1,42	1,37	1,32

Observaţie.

$$\lambda_{med}=\frac{300}{\sqrt{f_{imag}f_{sunet}}},$$

unde f_{imag} şi f_{sunet} sînt frecvenţele purtătoare (în MHz), corespunzătoare semnalelor imaginii şi sunetului canalului respectiv.

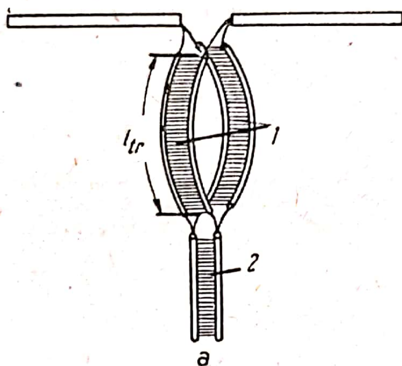
Tabela 6-7

Lungimea cablurilor (în mm) transformatorului simetric în λ/4

Canalele	1	2	3	4	5	6	7—8	9—10	11—12
l_{tr} (din cablu KATB)	1200	1000	780	700	650	350	330	300	280
l_{tr} (din două segmente de cablu coaxial)	950	800	620	560	515	280	260	240	225

Dacă vibratorul se realizează dintr-o bandă metalică, atunci prin „diametrul" lui, care trebuie cunoscut pentru determinarea coeficientului de scurtare, trebuie să se înțeleagă jumătate din lățimea acestei benzi.

Pentru a asigura banda de trecere, diametrul tuburilor vibratoarelor trebuie să fie de cel puțin 8 mm. Conectarea vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ la intrarea simetrică a receptorului de 300 Ω se poate realiza cu ajutorul unui cablu plat simetric de tipul KATB (fig. 6-34). Conectarea cablului



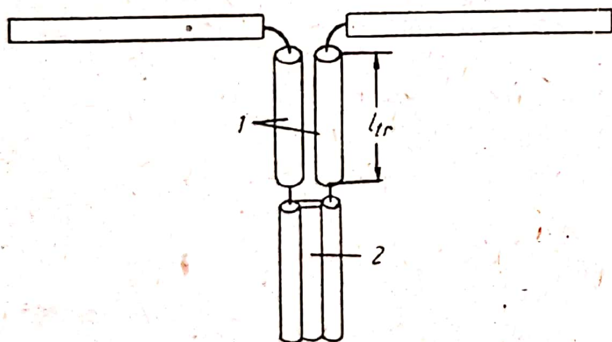


Fig 6-34. Conectarea vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ cu cablu de 300 Ω;
a — cu ajutorul transformatorului în $\frac{\lambda}{4}$ din cablu KATB;
b — cu ajutorul transformatorului în $\frac{\lambda}{4}$ din cablu coaxial de 75 Ω

KATB la vibrator se efectuează prin transformatorul de adaptare în $\frac{\lambda}{4}$, care poate fi realizat fie din același cablu, fie din două segmente de cablu coaxial, cu impedanța caracteristică ρ_f=75 Ω. Lungimea cablului, necesară pentru aceasta, poate fi găsită din tabela 6-7.

Conectarea vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$ la intrarea nesimetrică a receptorului de 75 Ω, se realizează cel mai bine cu ajutorul cablului coaxial cu impedanța caracteristică de 75 Ω. Cablul trebuie să fie legat de vibrator fie printr-o

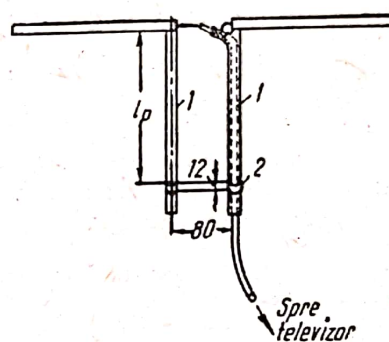


Fig. 6-35. Vibratorul în $\frac{\lambda}{2}$ cu punte de simetrizare scurtcircuitată:
1 — tuburile punții (lungimea punții $l_p=\lambda_{med}/4$);
2 — bară de scurtcircuitare.

punte de simetrizare de un sfert de lungime de undă (fig. 6-35), fie cu ajutorul cotului *U* de simetrizare, conectat la vibrator printr-un transformator simetric în $\frac{\lambda}{4}$ (fig. 6-36). Lungimea segmentului de cablu, necesară pentru aceasta, poate fi luată din tabela 6-8.

Tabela 6-8

Lungimea segmentelor de cablu l_1 și l_2 pentru schema cu cotul *U*

Canalul	l_1, mm	l_2, mm	Canalul	l_1, mm	l_2, mm
1	2850	950	6	840	280
2	2400	800	7—8	780	260
3	1860	620	9—10	720	240
4	1680	560	11—12	675	225
5	1545	515			

Observație. Lungimea (în mm) este indicată pentru cablurile cu coeficientul de scurtare $\frac{1}{\sqrt{\varepsilon}}$ =0,66.

Lungimea de rezonanță a vibratorului în formă de buclă se determină cu ajutorul aceleiași formule care este

folosită şi pentru vibratorul liniar. Prin diametrul echivalent d_{ech} al vibratorului se înţelege următoarea mărime:

$$d_{ech}=\sqrt{2\,dA},$$

unde d este diametrul tubului;

A — distanţa dintre axele tuburilor (v. fig. 6-28).

Determinîndu-l pe d_{ech}, se poate calcula raportul d_{ech}/λ_{med} şi pe graficul din fig. 6-4 poate fi găsit coeficientul de scurtare al vibratorului.

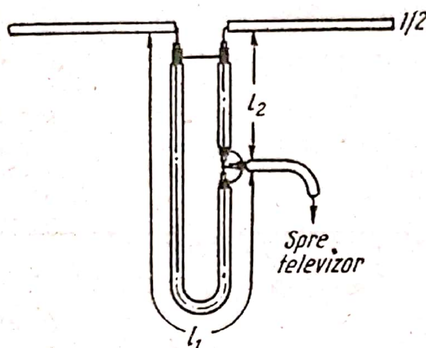


Fig. 6-36. Schema de conectare a vibratorului liniar în $\frac{\lambda}{2}$ cu cablu coaxial de 75Ω cu ajutorul cotului U.

Antena cadru cu fantă, pentru mai multe canale, cu reflector pentru canalele 6—12 (fig. 6-37). Elementul activ al antenei este format dintr-un cadru dreptunghiular cu dimensiunile aproximative $0{,}5\,\lambda_{med} \cdot 0{,}2\,\lambda_{med}$. Cablul de alimentare se conectează la mijlocul laturilor lungi ale cadrului printr-un dispozitiv special de transformare, realizat sub forma unui cadru dreptunghiular format din trei conductoare orizontale şi două conductoare verticale.

Antena cadru cu fantă acoperă şapte canale (6-12), cu o caracteristică de frecvenţă suficient de uniformă. Coeficientul de amplificare al antenei este egal cu 2,2 şi variază în limita frecvenţelor celor şapte canale, arătate mai sus, cu cel mult 10%. Impedanţa de intrare a antenei este egală cu 300 Ω.

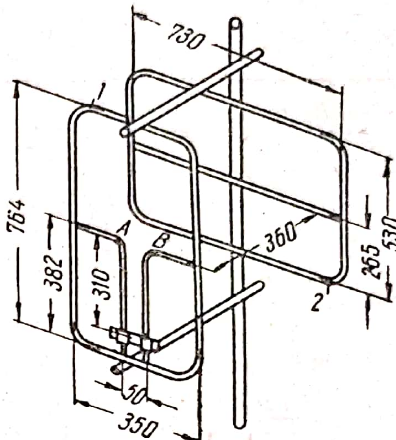


Fig. 6-37. Antena cadru cu fantă: 1 — element activ; 2 — reflector (fiderul se leagă la punctele A şi B).

Cablul simetric de 300 Ω se leagă la antenă direct, iar cablul coaxial de 75 Ω, prin cotul U cu lungimea de 500 mm. Atît cablul simetric, cît şi cel coaxial (cu bucla legată a cotului U) trebuie să plece de la punctele de conectare la antenă perpendicular pe planul cadrului şi să coboare de-a lungul catargului. Cablul simetric se fixează de catarg prin izolatoare.

Antena pentru două programe pe canalele 1 şi 3 (fig. 6-38). Antena pentru două programe, folosită pentru recepţia a două posturi de televiziune, este formată din patru

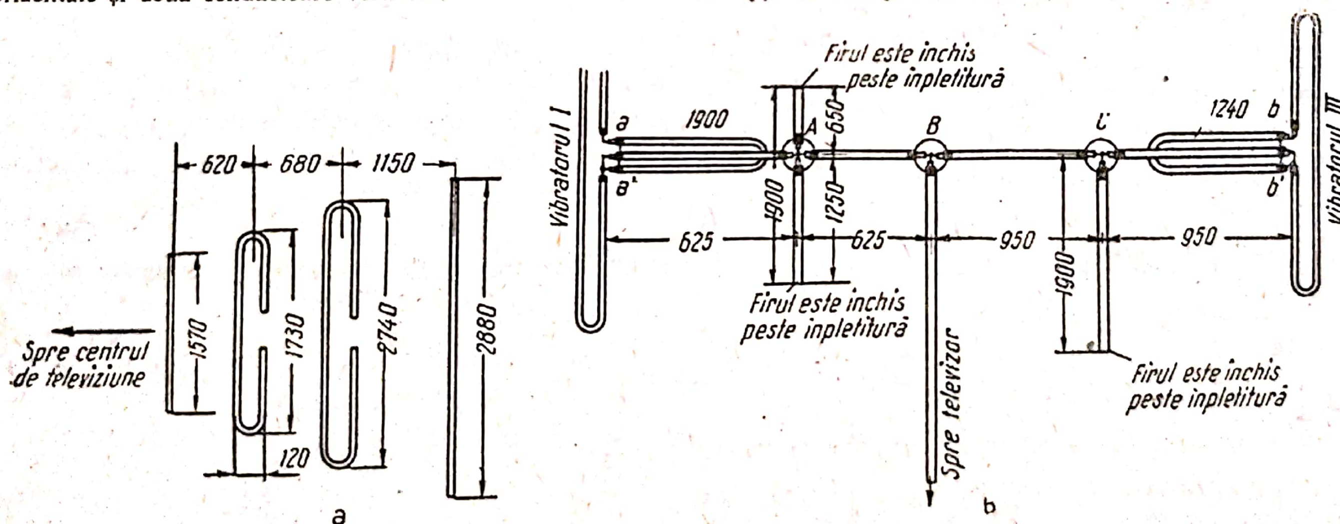


Fig. 6-38. Antena pentru două programe, pe canalele 1 şi 3: a — schema de aşezare a vibratoarelor; b — schema de conectare a cablurilor.

Întreaga construcţie a antenei poate fi realizată din tuburi cu diametrul 14—20 mm sau din profiluri. Reflectorul se fixează direct de catarg (metalic sau de lemn), iar elementul activ se fixează de acelaşi catarg, cu ajutorul a două braţe.

vibratoare (două active şi două pasive), aşezate pe acelaşi braţ. Ca vibratoare active se folosesc cele în formă de buclă, dintre care unul (vibratorul I) este acordat pe canalul 1 (primul program), iar celălalt (vibratorul III) este acordat pe canalul 3 (programul al doilea).

Vibratoarele active sînt legate la un cablu comun de coborîre prin filtre realizate din segmente de cabluri coaxiale cu impedanţa caracteristică de 75 Ω. Filtrele sînt necesare pentru separarea antenelor, cînd se foloseşte unul şi acelaşi fider. Fiecare filtru permite trecerea unei frecvenţe şi „scurtcircuitează" cealaltă frecvenţă.

Toate vibratoarele antenei se confecţionează din tuburi metalice cu un diametru de 12—20 mm. Ele se fixează la braţ fără izolatoare. Braţul cu vibratoare se fixează de un catarg metalic sau de lemn.

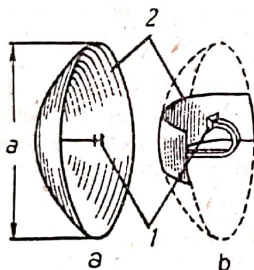
Filtrele şi coborîrea se pot realiza din cablu coaxial cu impedanţa caracteristică de 75 Ω.

Coeficientul de amplificare al antenei, pe fiecare dintre canale, este aproximativ egal cu coeficientul de amplificare al antenelor formate din trei elemente.

Această antenă poate fi folosită şi fără vibratoare pasive (distanţa dintre vibratoarele active şi cele în formă de buclă rămînînd aceeaşi, iar schema conexiunilor cablurilor fiind şi ea neschimbată).

Antene de unde decimetrice şi centimetrice

In majoritatea cazurilor, pentru undele centimetrice şi cele milimetrice se folosesc antene cu o directivitate mare şi cu suprafeţe directive. In multe cazuri asemenea antene se folosesc şi pentru undele mai lungi, de exemplu pentru cele decimetrice, cu lungimea de undă de cel mult 50 cm.



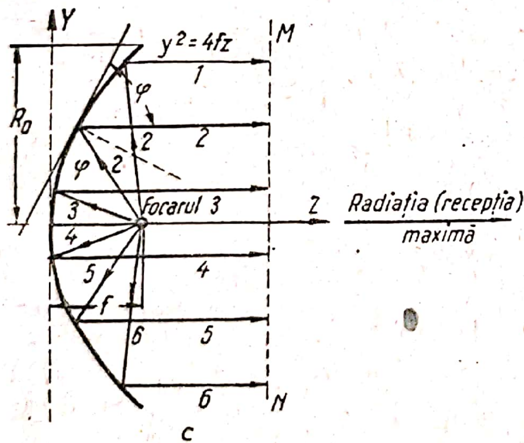


Fig. 6-39. Tipuri de antene cu reflector parabolic: *a* – paraboloidul de rotaţie; *b* – paraboloidul secţionat (*1* – radiatorul; *2* – reflectorul); *c* – drumul fasciculelor.

Antenele cu reflector parabolic sînt formate dintr-o suprafaţă metalică compactă sau în formă de reţea, de forma unui paraboloid de rotaţie sau o suprafaţă cilindrică cu secţiunea parabolică (fig. 6-39). Ca sursă primară de radiaţie, numită excitatorul antenei, se foloseşte vibratorul în $\lambda/2$, precum şi antena horn, cu fantă şi alte tipuri de antene.

Suprafaţa parabolică are proprietatea de a reflecta fasciculele care vin din focar şi cad într-un punct oarecare al ei, paralel cu axa de simetrie (*1-1, 2-2, 3-3* etc.); lungimea fasciculelor care vin din focar pînă la o dreaptă arbitrară *MN*, sînt egale. Prin urmare, la linia *MN* fasciculele vin cu faze egale şi frontul sferic al undei excitatorului se transformă într-un front aproape plan. Tocmai acestui fapt i se datoreşte directivitatea accentuată a antenei cu reflector parabolic.

Deoarece distanţa focală f este un parametru al suprafeţei parabolice şi nu este legată de lungimea de undă (valoarea maximă a coeficientului de directivitate se obţine pentru $f=0,7\,R_0$), variaţia frecvenţei nu duce la modificarea fazei cîmpului de la reflector. De aceea, gama de frecvenţe a antenelor cu reflectoare parabolice este determinată numai de condiţiile de adaptare a excitatorului cu fiderul şi de cerinţele faţă de stabilitatea caracteristicii de directivitate în gama de frecvenţe.

Lăţimea caracteristicii de directivitate (pentru jumătate de putere) se determină cu ajutorul formulei

$$\Phi_0^\circ \ (\text{sau} \ \theta_0^\circ) \approx 60\frac{\lambda}{a},$$

în care a este dimensiunea reflectorului pe direcţie orizontală sau verticală.

Pentru a mări directivitatea antenei trebuie mărite dimensiunile reflectorului în comparaţie cu lungimea de undă.

Exemplu. Să se determine lăţimea caracteristicii de directivitate a antenei parabolice şi coeficientul ei de directivitate pentru unde cu $\lambda=10$ cm, dacă $a_{oriz}=100$ cm, $a_{vert}=50$ cm.

$$\Phi_0=60\cdot\frac{10}{100}=6^\circ;\quad \theta_0=60\cdot\frac{10}{50}=12^\circ;$$

$$D=\frac{22\,000}{6\cdot12}\approx 300.$$

Antenele horn sînt nişte dispozitive în formă de ghiduri de undă la care este conectat un horn de o formă oarecare (fig. 6-40). De cele mai multe ori se folosesc antenele piramidale, ghidul de undă fiind excitat cu o undă de tipul TE_{10}. Ca fider se foloseşte, de obicei, un cablu coaxial, al cărui fir interior se introduce în ghidul de undă la o adîncime de 1/3 din dimensiunea peretelui îngust al ghidului de undă şi serveşte ca vibrator nesimetric în formă de tijă. Pentru acordul antenei peretele din spate al ghidului de undă se face mobil.

Polarizarea undelor radio emise (recepţionate) de o antenă horn obişnuită este liniară şi este determinată de vibratorul de excitaţie. Hornul permite să se mărească directivitatea ghidului de undă, asigurînd variaţia lină a condiţiilor de propagare a undelor radio de la ghidul de undă spre spaţiul liber.

Pentru un unghi de deschidere dat φ_0 (fig. 6-40, *a*) directivitatea se obţine cu atît mai mare, cu cît este mai mare lungimea hornului L, iar unghiul de limită $\varphi_{0\,max}$ se determină cu ajutorul formulei

$$\sin\frac{\varphi_{0\,max}}{2}=\frac{4a_h\lambda}{4a_h^2+\lambda^2},$$

în care a_h este dimensiunea hornului în direcţia perpendiculară pe liniile cîmpului electric E.

Lăţimea caracteristicii de directivitate a antenei horn în planul E, care coincide cu orientarea liniilor de forţă ale cîmpului electric (cu orientarea vibratorului de excitaţie), se calculează cu formula

$$\Phi_E^{\circ}=56\frac{\lambda}{b_h},$$

în care b_h este dimensiunea hornului în direcţia care coincide cu liniile cîmpului electric.

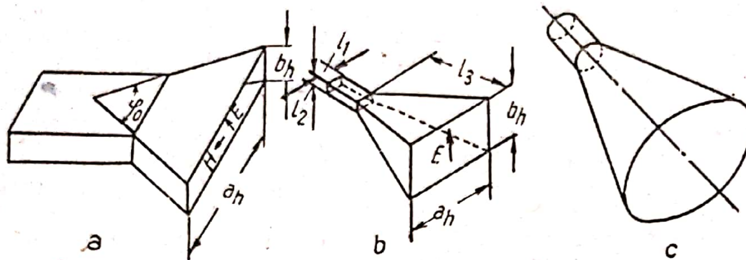


Fig. 6-40. Antenehorn :
a — hornul sectorial ; *b* — hornul în formă de piramidă ; *c* — hornul conic.

Lăţimea caracteristicii de directivitate în planul H, care coincide cu orientarea liniilor cîmpului magnetic, este :

$$\theta_H^{\circ}=67\frac{\lambda}{a_h}.$$

Coeficientul de directivitate al antenei horn este :

$$D=\frac{10}{\lambda^2}a_h b_h.$$

Exemplu. Să se determine parametrii antenei horn sectoriale, cu dimensiunile a_h=30 cm, b_h=3 cm, pentru lungimea de undă λ=10 cm.

Se determină $\varphi_{0\,max}$:

$$\sin\frac{\varphi_{0\,max}}{2}=\frac{4\cdot 30\cdot 10}{4\cdot 30^2+10^2}=0{,}325\,;\quad \frac{\varphi_{0\,max}}{2}=19^{\circ}.$$

Cunoscînd unghiul φ_0 şi dimensiunea a_h, se determină dimensiunea L a hornului :

$$L\approx\frac{a_h}{2\sin\frac{\varphi_{0\,max}}{2}}=\frac{30}{2\cdot 0{,}325}=46\text{ cm}.$$

Se determină lăţimea caracteristicii de directivitate :

$$\Phi_E=56\cdot\frac{10}{3}\approx 187^{\circ}\,;\quad \theta_H=67\cdot\frac{10}{30}\approx 22^{\circ}.$$

Se găseşte coeficientul de directivitate

$$D=\frac{10}{10^2}30\cdot 3=9.$$

In comparaţie cu antena parabolică, antena horn are gabarit mai mare la aceeaşi directivitate.

Antenele cu lentile sînt nişte dispozitive formate dintr-o lentilă electrică şi un radiator, aşezat în focarul ei. In antenele cu lentile au loc fenomene analoge fenomenelor lentilelor optice şi anume fasciculul paralel de raze, aplicat lentilei, este concentrat în focarul ei şi, invers, fasciculul de raze, care vine divergent de la sursa aşezată în focar, se transformă la ieşirea lentilei într-un fascicul paralel de raze.

Antenele cu lentile se împart în antene încetinitoare, în care viteza de fază a undei care se propagă este mai mică decît viteza ei în spaţiul liber, şi în antene acceleratoare, în care viteza de fază a undei este mai mare decît viteza în spaţiul liber.

Antenele cu lentilă încetinitoare se construiesc dintr-un dielectric de înaltă frecvenţă, de exemplu din polistiren (fig. 6-41, *a*), sau dintr-un dielectric artificial. Dielectricul este format din discuri, bile metalice etc., aşezate în spaţiu după profilul lentilei (fig. 6-41, *b*). Elementele metalice din dielectricul artificial se fixează de foile de penopolistiren, care are pierderi mici de energie şi greutate redusă.

Deoarece permitivitatea dielectricului este mai mare decît unitatea, viteza de fază a undelor radio, care trec prin lentilă, scade. Unda care vine de la radiator în direcţia fasciculului *1* (fig. 6-41, *a*) parcurge prin corpul lentilei (încetinindu-se) un drum mai lung decît în direcţia fasciculelor *2* şi *3*, în schimb fasciculele *2* şi *3* consumă mai mult timp pentru a parcurge drumul pînă la corpul lentilei. Astfel pe lîngă refracţia undelor în dielectric, refracţie care schimbă direcţia fasciculului, are loc şi o „nivelare" a fazelor.

Prin alegerea profilului lentilei se poate realiza ca la ieşirea din antenă fasciculele să-şi continuie drumul pe direcţii paralele şi cu aceeaşi fază, adică se poate realiza, de exemplu, transformarea frontului sferic al undei într-un front plan, care să asigure o mare directivitate a antenei.

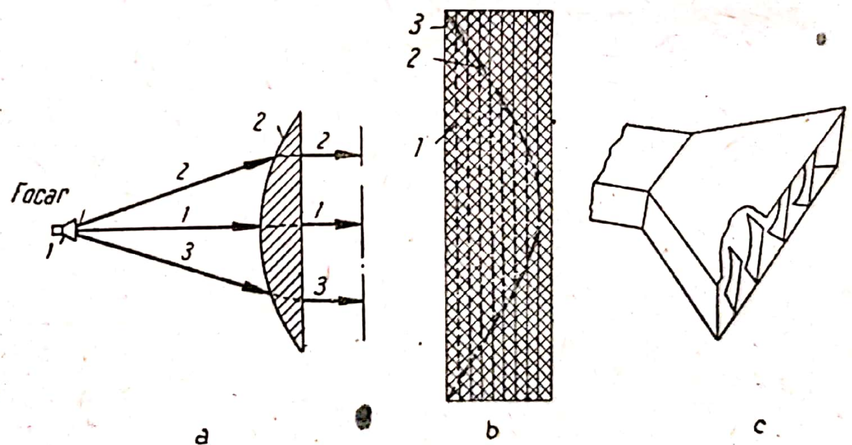


Fig. 6-41. Antene de tip lentilă :
a — lentila de încetinire din dielectric de înaltă frecvenţă (*1* — radiatorul ; *2* — lentila) ; *b* — lentila de încetinire din dielectric artificial (*1* — foi metalice ; *2* — profilul lentilei ; *3* — foi din polistiren ; *c* — lentila de accelerare din plăci de metal.

Antenele cu lentilă acceleratoare se realizează sub forma unor garnituri de plăci metalice paralele care au între ele o distanţă de 0,58—0,62 λ (lentilele din plăci metalice, fig. 6-41, *c*), sau din secţiuni de ghiduri de undă dreptunghiulare, ale căror axe sînt paralele cu axa

lentilei. In ambele cazuri viteza de fază a undelor radio va fi mai mare decît viteza în aer. De aceea, profilul lentilelor acceleratoare este invers celui al lentilelor încetinitoare.

Directivitatea ambelor tipuri de antene cu lentile creşte o dată cu creşterea raportului dintre dimensiunile transversale ale lentilei şi lungimea de undă. Coeficientul de directivitate al lentilei este egal cu

$$D_{max}=2{,}4\,\frac{\pi S}{\lambda^2},$$

unde S este suprafaţa geometrică a secţiunii lentilei.

dielectric, în care viteza de fază a undei este mai mică decît viteza în aer. Cu cît este mai gros stratul de dielectric, cu atît este mai puternică unda de suprafaţă, dar cu atît sînt mai mari şi pierderile de energie în dielectric.

Descreşterea vitezei de fază a undei poate fi obţinută şi prin excitarea unor suprafeţe metalice plane sau cilindrice, care au o structură periodică, de exemplu, caneluri (fig. 6-42, *b* şi *c*).

Directivitatea antenei cu unde de suprafaţă depinde de:

1) lungimea şi lăţimea directorului metalic acoperit cu dielectric şi de grosimea stratului de dielectric;

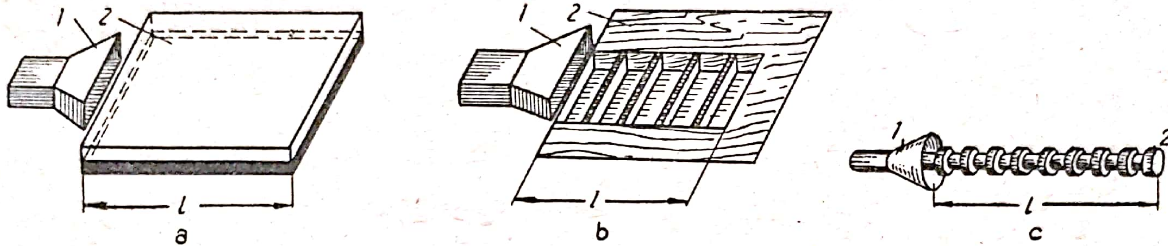


Fig. 6-42. Antene pentru unde de suprafaţă:
a — director din plăci metalice cu dielectric (*1* — excitator; *2* — director); *b* — director construit din suprafeţe aranjate periodic; *c* — director construit din cilindri aşezaţi periodic.

Exemplu. Să se determine coeficientul de directivitate al antenei cu lentile cu dimensiunile transversale de 50×30 cm pentru lungimea de undă $\lambda=3{,}2$ cm.

$$D_{max}=2{,}4\cdot\frac{3{,}14\cdot1500}{3{,}2^2}=1100.$$

Ca radiatoare pentru antenele cu lentile se folosesc hornuri de dimensiuni reduse. De cele mai multe ori antena cu lentilă se cuplează cu o antenă horn, aşezînd în deschiderea de ieşire a acesteia din urmă o lentilă acceleratoare (fig. 6-41, *c*). Astfel, păstrîndu-se aceeaşi directivitate, putem reduce de peste 10 ori lungimea hornului.

Antenele pentru unde de suprafaţă sînt formate din tr-o sursă primară de radiaţii, care este un e x c i t a t o r şi o suprafaţă metalică sau din dielectric numită d i r e c t o r, care contribuie la creşterea directivităţii excitatorului (fig. 6-42). Energia de frecvenţă radio, emisă de excitator, se propagă de-a lungul directorului sub formă de undă plană numită u n d ă d e s u p r a f a ţ ă, ceea ce duce la creşterea directivităţii antenei.

Crearea undei de suprafaţă este posibilă cu condiţia încetinirii vitezei de fază a undei excitatorului în comparaţie cu viteza în aer. Această încetinire se poate obţine, de exemplu, în cazul în care se foloseşte ca director o placă metalică plană sau o tijă acoperită cu un strat subţire de dielectric (fig. 6-42, *a*).

Dacă directorul ar avea o conductibilitate ideală, atunci undele electromagnetice ar fi radiate integral în mediul înconjurător, deoarece în interiorul conductorului ideal nu există cîmp electric. Pe măsura descreşterii conductibilităţii metalului, creşte intensitatea cîmpului electric din el, ceea ce duce la micşorarea vitezei de fază şi la concentrarea energiei de-a lungul directorului. Insă, o dată cu micşorarea conductibilităţii, se măresc brusc pierderile de energie în metal. De aceea, ca director se folosesc metale cu conductibilitate foarte bună, acoperite cu un strat de

2) lungimea şi lăţimea directorului cu structură periodică, precum şi de adîncimea şi lăţimea canelurilor şi de distanţa dintre ele.

Coeficientul de directivitate al antenei se determină cu ajutorul formulei

$$D=(7-8)\,\frac{l}{\lambda},$$

unde l este lungimea directorului.

Antenele dielectrice sînt formate dintr-o tijă compactă sau tubulară, din dielectric, şi dintr-un radiator, în formă de vibrator (fig. 6-43) sau fantă, aşezat în interiorul tijei. Pentru a se realiza radiaţia (recepţia) pe o singură direcţie, o parte din tija dielectrică, cea în care s-a făcut îmbinarea cu vibratorul, se aşază într-un cartuş metalic. Forma secţiunii transversale a tijelor poate fi circulară, pătrată, dreptunghiulară. Tijele compacte se fac, de obicei, astfel încît să se îngusteze spre capătul opus radiatorului; tijele tubulare au, de regulă, o secţiune transversală constantă pe toată lungimea. Unda excitată de radiator în cartuşul care este un ghid de undă se propagă prin tija dielectrică, reflectîndu-se parţial la limita de separare dintre dielectric şi aer, iar, parţial, radiindu-se în afară. Secţiunea transversală a tijei se alege astfel încît energia transportată de undă să se concentreze, în principal, în apropiere de suprafaţa tijei, iar în direcţia perpendiculară pe aceasta din urmă intensitatea radiaţiei să descrească rapid. Acest lucru poate fi realizat prin încetinirea vitezei de fază în dielectric. Astfel, antenele dielectrice, ca principiu de funcţionare, fac parte din categoria antenelor cu unde de suprafaţă.

Radiaţia maximă a antenei are loc în lungul axei tijei. Directivitatea antenei creşte atunci cînd creşte lungimea tijei l în comparaţie cu lungimea de undă. Creşterea raportului $l/\lambda>3\ldots4$ duce la creşterea amplitudinii loburilor secundare ale caracteristicii de directivitate.

Caracteristica de directivitate a antenei dielectrice se determină cu ajutorul formulei

$$F(\varphi) \approx F(v) = \frac{\sin \frac{\pi l}{\lambda}\left(\frac{\lambda}{\lambda_\varepsilon} - \cos \varphi\right)}{\frac{\pi l}{\lambda}\left(\frac{\lambda}{\lambda_\varepsilon} - \cos \varphi\right)},$$

în care λ_ε este lungimea de undă în dielectric.

De obicei pentru tijă se foloseşte un dielectric cu permitivitatea $\varepsilon=2{,}5$. In acest caz, avînd raportul $l/\lambda=1\ldots2$, mărimea $l/\lambda_\varepsilon=0{,}65\ldots0{,}7$ (descreşte o dată cu creşterea lui l/λ).

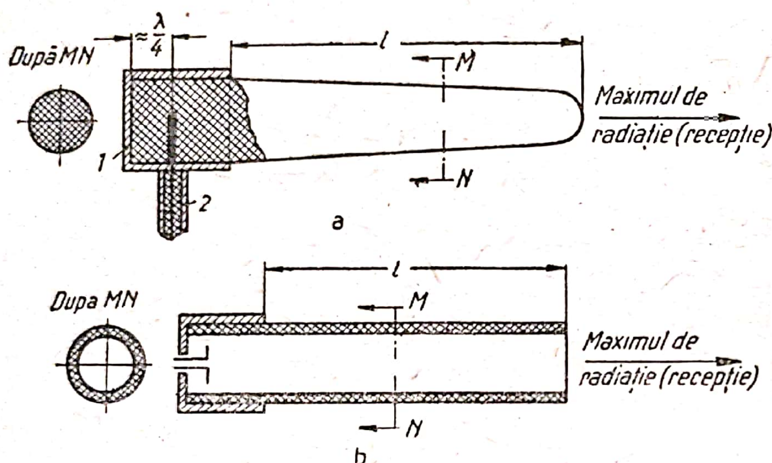


Fig. 6-43. Antene dielectrice:
a — cu tijă compactă (*1* — paharul metalic; *2* — cablul coaxial); *b* — cu tijă tubulară.

Coeficientul de directivitate al antenei se determină în acelaşi mod ca şi pentru antena pentru unde de suprafaţă.

Dacă antena formată dintr-o singură tijă nu satisface cerinţele cu privire la directivitate, atunci se folosesc cîteva antene dielectrice, alimentate sinfazic.

Diametrul maxim şi cel minim al antenei în formă de tijă compactă se calculează cu ajutorul formulelor:

$$d_{max} \approx 0{,}565 \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon-1}}; \quad d_{min} \approx 0{,}355 \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon-1}}.$$

Antenele în formă de spirală se realizează ca nişte spirale din conductor, cu unul din capete conectat la firul interior al cablului coaxial (fig. 6-44). La cămaşa cablului

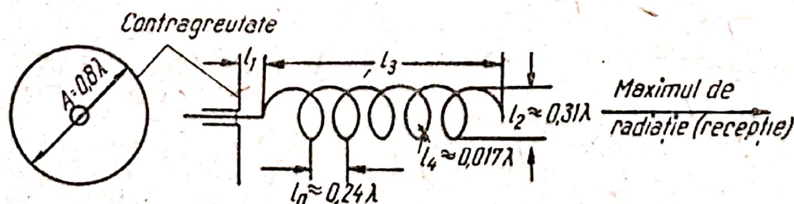


Fig. 6-44. Antena spirală.

se conectează ca contragreutate un ecran metalic plan de formă rotundă sau dreptunghiulară. Ca principiu de lucru, antenele în formă de spirală fac parte din categoria antenelor cu unde de suprafaţă, cu structura periodică.

Antenele în formă de spirală emit unde radio cu polarizare circulară (v. cap. 5). In funcţie de raportul dintre lungimea totală a spiralei nL (unde n este numărul de spire, iar L lungimea unei spire) şi lungimea de undă, antena poate fi directivă sau slab directivă. Creşterea raportului nL/λ duce la creşterea directivităţii antenei. In cazul în care $L/\lambda \approx 1$, în antena spirală se stabileşte o undă progresivă, care asigură o bandă largă a antenei.

Lăţimea caracteristicii de directivitate, pentru jumătate de putere, se determină cu ajutorul formulei

$$\Phi_0^\circ = \theta_0^\circ = \frac{52}{\frac{L}{\lambda}\sqrt{\frac{nl_0}{\lambda}}},$$

în care l_0 este pasul spiralei.

Coeficientul de directivitate al antenei este:

$$D = 15\left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 n \frac{l_0}{\lambda}.$$

Impedanţa de intrare a antenei este activă şi se calculează cu formula

$$R_{A\,intr} = 140 \frac{L}{\lambda}.$$

Antenele cu fantă se realizează ca nişte fante de anumite forme, tăiate în pereţii ghidului de undă, în învelişul cablului coaxial sau într-o foaie metalică (fig. 6-45). La excitarea undelor radio în interiorul sistemelor cu cavităţi, de exemplu în ghidurile de undă, în pereţii lor interiori circulă, în anumite direcţii, curenţi de conducţie. Dacă se taie o fantă îngustă, sub un unghi de 90° faţă de direcţia în care circulă curenţii, în acest loc se produce o variaţie bruscă a caracterului de distribuţie a curenţilor, ceea ce este echivalent cu o modificare a ecranării unei cavităţi conductoare închise. Astfel se explică acţiunea radiantă (de recepţie) a fantei.

Pe baza principiului de reciprocitate, antena cu fantă are drept antenă analogă antena realizată dintr-un conductor (vibrator) cu aceeaşi secţiune transversală şi aceeaşi lungime ca şi fanta; structura cîmpului electric (magnetic) al antenei cu fantă este analogă structurii cîmpului magnetic (electric) al antenei vibrator (fig. 6-45, *a*).

Această echivalenţă a cîmpurilor condiţionează şi o aceeaşi directivitate a antenei cu fantă şi a celei analoge ei. Este însă necesar să se ţină seama de faptul că antena cu fantă se realizează, de obicei, într-o cavitate închisă şi, prin urmare, radiază unde radio numai de o parte a ecranului, în timp ce vibratorul radiază undele radio în toate direcţiile.

Este necesar, de asemenea, să se ia în consideraţie faptul că polarizarea fantei diferă cu 90° de polarizarea vibratorului analog. De exemplu, vibratorul vertical radiază unde polarizate vertical, iar fanta verticală radiază unde polarizate orizontal.

De obicei se folosesc fante de rezonanţă, a căror lungime trebuie să fie apropiată de jumătate de lungime de undă în ghidul de undă (λ_g) şi a căror lăţime trebuie să fie mai mică decît lungimea.

În scopul îmbunătățirii directivității, antenele cu fantă se realizează sub forma unui șir de fante alimentate sinfazic (fig. 6-45, *b*), așezate, în acest scop, la o distanță de λ_g între ele.

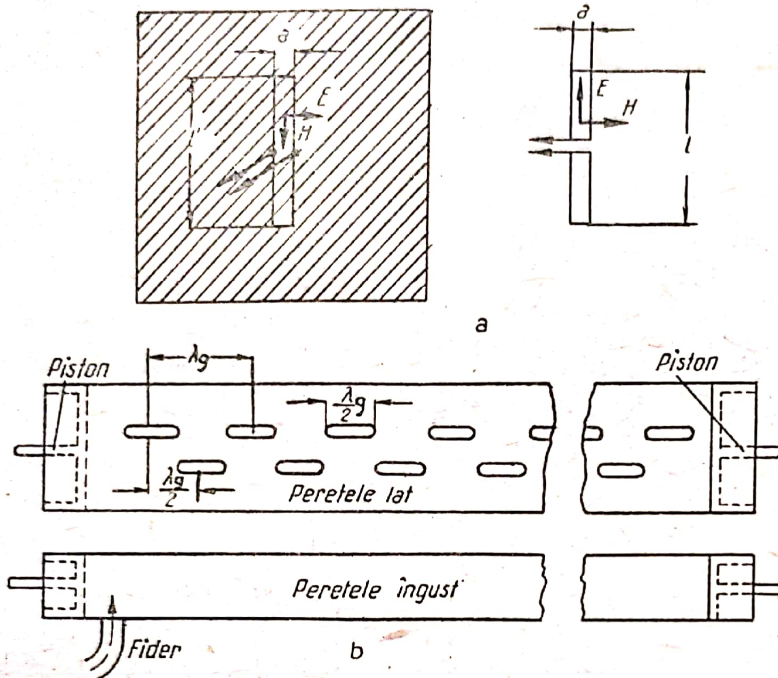


Fig. 6-45. Antene cu fantă :
a – fantă în foaie de metal ; *b* – antena sinfazică cu mai multe fante.

6-9. FIDERI

Fiderul de antenă este o linie lungă bifilară (uneori formată din patru fire) simetrică (fig. 6-46, *a* și *b*) sau nesimetrică (fig. 6-46, *c* și *d*), destinată pentru a conduce energia de frecvență radio de la emițător spre antenă sau de la antenă spre receptor.

Fig. 6-46. Fideri bifilari :
a – linia simetrică deschisă (*1* – conductoarele fiderului ; *2* – izolatorul) ; *b* – linia simetrică ecranată (*1* – conductoarele fiderului ; *2* – izolatorul ; *3* – ecranul metalic ; *4* – învelișul de protecție) ; *c* – cablul coaxial rigid (*1* – firul interior ; *2* – învelișul – firul exterior ; *3* – izolatorul) ; *d* – cablul coaxial elastic (*1* – firul interior ; *2* – izolatorul ; *3* – învelișul – firul exterior ; *4* – învelișul de protecție).

Fiderii trebuie să aibă pierderi de energie minime. Pierderile de energie se datoresc pierderilor prin radiație, încălzirii metalului și dielectricului, străpungerii electrice etc. De aceea, alegerea tipului de fider este determinată de lungimea de undă a oscilațiilor, de puterea lor și de lungimea liniei de transmisie.

Fiderii bifilari simetrici (cablurile), deschiși sau ecranați, se folosesc, în majoritatea cazurilor, pentru undele mai lungi de 10 m. Pentru undele mai scurte de cîțiva metri, liniile deschise creează pierderi prin radiație destul de mari, adică fiderul are efect de antenă, deoarece din cauza dimensiunii apropiate a antenei de lungimea de undă defazarea dintre cîmpurile create de fiecare conductor este diferită de 180°. În acest caz, este necesară folosirea unei linii simetrice ecranate (fig. 6-46, *b*), care este destul de complicată și greoaie din punctul de vedere al construcției ei, sau un cablu coaxial, care este un fider nesimetric.

Cablurile coaxiale sînt umplute cu dielectric pentru fixarea conductorului interior, ceea ce provoacă pierderi de energie prin încălzirea dielectricului. Cînd lungimile de undă au valori sub 10 cm, pierderile în dielectricul din cablul coaxial devin foarte mari. De aceea, pentru undele mai scurte de 10 cm, drept fideri se folosesc ghidurile de undă (fig. 6-47, *a*), care nu sînt umplute cu dielectric, sau liniile de transmisie monofilare (fig. 6-47, *b*). Dimensiunile transversale ale ghidurilor de undă, pentru undele centimetrice și milimetrice, nu sînt mari (v. cap. 4).

Linia monofilară se realizează sub forma unui conductor metalic, acoperit cu un strat subțire de dielectric. Aceasta permite formarea de-a lungul conductorului a undei de suprafață, adică energia se concentrează de-a lungul conductorului. Hornul asigură concentrarea inițială a energiei de-a lungul conductorului, ceea ce permite reducerea stratului de dielectric și, prin urmare, și a pierderilor de energie, care devin mai mici decît cele din ghidul de undă.

Pentru undele centimetrice se mai folosește și linia panglică, formată din două benzi conductoare, separate printr-un strat de dielectric. Aceste linii au, de obicei, pierderi mai mari decît ghidurile de undă.

Regimul cel mai avantajos de transmitere a energiei de-a lungul fiderului este regimul de undă progresivă. În

Fig. 6-47. Fideri pentru unde centimetrice și milimetrice :
a – ghidul de undă cu secțiune dreptunghiulară ; *b* – linia monofilară (*1* – cablul coaxial ; *2* – dielectricul).

această situație, transportul energiei de radiofrecvență are loc la valorile minime ale curentului și, deci, cu pierderi minime de energie și, în afară de aceasta, la valori minime de tensiune, ceea ce permite canalizarea unor oscilații mai puternice fără pericolul străpungerii electrice. Pentru stabilirea regimului de undă progresivă este necesar să se asi-

gure adaptarea impedanţelor şi anume egalitatea dintre rezistenţa de intrare a antenei $R_{A\,intr}$ şi impedanţa caracteristică ρ_f a fiderului.

Pentru a putea analiza gradul în care distribuţia curentului şi a tensiunii de-a lungul fiderului corespunde cazului undei progresive, se recurge la noţiunea de coeficient de undă progresivă k_p, care este egal cu raportul dintre valoarea minimă a tensiunii u_{min} şi cea maximă u_{max}:

$$k_p = \frac{u_{min}}{u_{max}}.$$

Uneori se mai foloseşte şi noţiunea de coeficient de undă staţionară care este o mărime inversă mărimii k_p.

In regimul de undă progresivă $k_p=1$, în regimul de undă staţionară $k_p=0$, iar în regimul undelor mixte $0 < k_p < 1$.

Cerinţele faţă de valoarea coeficientului de undă progresivă sînt determinate de diferite condiţii, dar, de obicei, adaptarea este considerată satisfăcătoare dacă valoarea acestui coeficient nu scade sub 0,8—0,9. Cunoscîndu-se valorile pentru $R_{A\,intr}$ şi ρ_f rezultă:

$$k_p = \frac{R_{A\,intr}}{\rho_f} \quad (\text{pentru } R_{A\,intr} < \rho_f)$$

sau

$$k_p = \frac{\rho_f}{R_{A\,intr}} \quad (\text{pentru } R_{A\,intr} > \rho_f).$$

Exemplu. Să se determine coeficientul de undă progresivă pentru fiderul care alimentează vibratorului în $\frac{\lambda}{2}$, dacă $\rho_f=50\ \Omega$

$$k_p = \frac{50}{73{,}1} \approx 0{,}68.$$

In multe cazuri, un astfel de fider nu poate fi considerat ca fiind adaptat cu antena şi este necesar ca adaptarea să se facă folosindu-se una din metodele arătate mai sus.

Eficacitatea folosirii unor fideri sau a altora este apreciată cu ajutorul randamentului η_f. In cazul în care pierderile sînt mici, randamentul fiderului se calculează cu ajutorul formulei

$$\eta_f = \frac{1}{1+\beta_{lin}\, l_f\left(k_p + \frac{1}{k_p}\right)},$$

în care β_{lin} este atenuarea liniară, în Np/m;

l_f — lungimea fiderului, în m.

Parametrii principali ai cîtorva cabluri pentru frecvenţele radio

Tipul cablului	Atenuarea, mNp/m		Impedanţa caracteristică ρ_f, Ω	Coeficientul de scurtare
	50 MHz	100 MHz		
Cabluri coaxiale				
PK-1	9	13	75	0,666
PK-2	7	10	75	0,666
PK-3	6,5	8	75	0,666
PK-19	10	14	50	0,666
PK-20	8	10	75	0,666
PK-31	16	21,5	70	0,590
Cabluri simetrice				
PД-13	12	20	85	0,666
PД-14	5,5	8	130	0,666
PД-16	7	10	200	0,666
PД-18	12	20	100	0,566
KATB	13	21	300	0,810

TUBURI ELECTRONICE

7-1. NOTAŢIA CONVENŢIONALĂ A TUBURILOR ELECTRONICE

Notaţia convenţională a tuburilor electronice sovietice moderne se compune din 4 elemente.

Primul element al notaţiei

Pentru tuburile amplificatoare de recepţie primul element este un număr ce indică tensiunea de filament în volţi (rotunjit).

Pentru tuburile generatoare de FUI primul element este format din literele **ГУ**.

Pentru tuburile catodice de recepţie şi pentru oscilografe primul număr indică diametrul sau mărimea diagonalei ecranului în centimetri.

Pentru stabilizatoarele de tensiune cu gaz — sînt literele СГ.

Pentru baretoare stabilizatoare de curent primul număr indică curentul stabilizat în amperi (după noul GOST — literele СТ).

Al doilea element al notaţiei

Pentru tuburile de recepţie al doilea element al notaţiei este o literă care caracterizează tipul tubului.

Diode	Д
Duble diode	Х
Triode	С
Duble triode	Н
Triode ce au în acelaşi balon una sau două diode	Г
Pentode ecranate cu pantă variabilă	К
Pentode ecranate cu pantă fixă	Ж
Tuburi schimbătoare de frecvenţă cu două grile de comandă	А
Pentode finale şi tetrode cu fascicul dirijat	П
Pentode care au în acelaşi balon una sau două diode	Б
Indicatoare optice de acord	Е
Kenotroane	Ц
Triode-pentode	Ф
Triode-hexode şi triode-heptode	И
Pentru tuburile catodice de oscilograf şi tuburile cinescop cu deviaţie electrostatică a fasciculului de electroni	ЛО
Pentru tuburile catodice de oscilograf cu deviaţie electromagnetică a fasciculului de electroni	ЛМ
Pentru cinescopul cu deviaţie electromagnetică a fasciculului	ЛК

Pentru stabilizatoare, o cifră ce indică numărul de ordine a tubului.

Pentru baretoare — litera Б (după noul GOST — numărul tipului).

Tuburile generatoare nu au al doilea element în notaţia convenţională.

Al treilea element al notaţiei

Pentru tuburile amplificatoare de recepţie, pentru tuburile generatoare şi tuburile catodice este o cifră ce indică numărul de ordine al tipului de tub.

Pentru stabilizatoare este o literă, care are aceeaşi semnificaţie ca şi al patrulea element pentru tuburile amplificatoare de recepţie.

Pentru baretoare sînt două numere despărţite printr-o linie (—), care indică tensiunea la începutul şi sfîrşitul stabilizării în volţi (după noul GOST — o literă, ca şi la stabilizatoare).

Al patrulea element al notaţiei

Pentru tuburile amplificatoare de recepţie este o literă, ce caracterizează construcţia tubului, şi anume:

Tub în balon metalic	fără notaţie
Tub în balon de sticlă	С
Tub miniatură	П
Tub subminiatură cu diametrul de 10 mm	Б
Tub subminiatură cu diametrul de 6 mm	А
Tub de tip „ghindă"	Ж
Tub cu fixator la cheie	Л
Tub cu discuri	Д

Pentru tuburile catodice poate fi introdusă o literă, care indică tipul materialului fluorescent întrebuinţat pentru ecran.

Pentru celelalte tuburi al patrulea element nu se foloseşte.

Pentru unele tuburi de fabricaţie veche s-au păstrat denumirile iniţiale.

7-2. REPREZENTAREA ÎN SCHEME A TUBURILOR ELECTRONICE



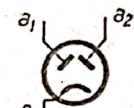
Catod cu încălzire directă
f — filamentul.



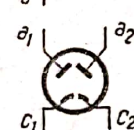
Catod cu încălzire indirectă
c — catodul.



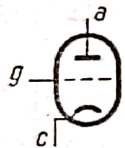
Diodă sau kenotron cu un anod
a — anodul.



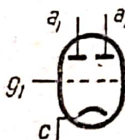
Dublă diodă sau kenotron cu doi anozi
a_1 — primul anod;
a_2 — al doilea anod.



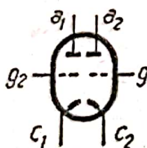
Dublă diodă sau kenotron cu catozii separați
c_1 — primul catod;
c_2 — al doilea catod.



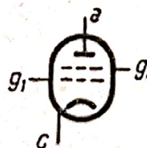
Triodă
g — grila.



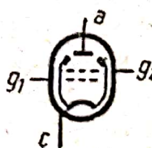
Dublă triodă
g_1 — grila întîi; g_2 — grila a doua



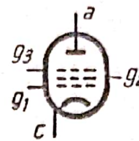
Dublă triodă cu catozii separați



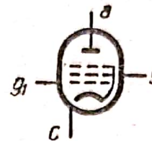
Tetrodă
g_1 — grila întîi (de comandă)
g_2 — grila a doua (ecran).



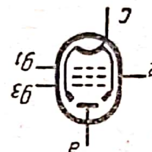
Tetrodă cu fascicul dirijat



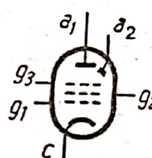
Pentodă
g_3 — grila a treia (supresoare).



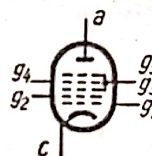
Pentodă
grila supresoare este legată cu catodul.



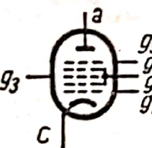
Pentodă cu grilă-catod
g_1 — grila catod;
g_2 — grila de comandă
g_3 — grila-ecran.



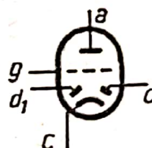
Pentodă cu emisie secundară
a_2 — dinoda.



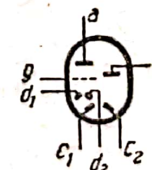
Heptodă
g_1 — grila întîi (pentru heterodină)
g_2 — grila a doua (anodul heterodinei)
g_4 — grila a patra (grila de semnal)
g_3 și g_5 — grile ecran.



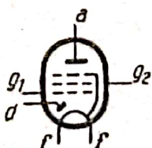
Heptoda
g_3 — grila a treia (grila de semnal)
g_5 — grila a cincea (supresoare)
g_2 și g_4 — grile-ecran.



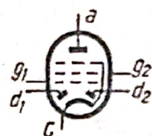
Dublă diodă-triodă
d_1 — anodul primei diode
d_2 — anodul celei de-a doua diode.



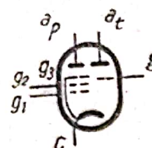
Triplă diodă-triodă



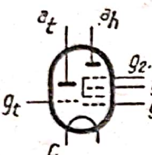
Diodă-pentodă



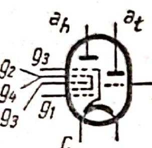
Dublă diodă-pentodă



Triodă-pentodă
g_t — grila triodei;
a_t — anodul triodei;
a_p — anodul pentodei.



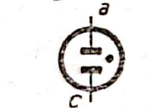
Triodă-hexodă
g_1 — grila întîi a hexodei (grila de semnal);
g_3 — grila a treia a hexodei (pentru heterodină).



Triodă-heptodă
g_1 — grila întîi a heptodei (grilă de semnal);
g_3 — grila a treia a heptodei (pentru heterodină).



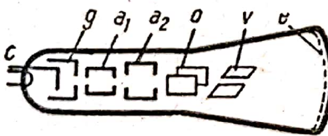
Indicator optic de acord
e — ecran luminiscent.



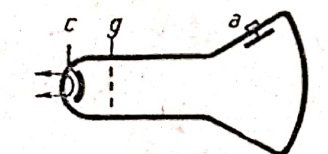
Stabilizator de tensiune cu gaz



Stabilizator de curent



Tub catodic pentru oscilograf
c — catod; g — grilă modulatoare; a_1 — anod unu; a_2 — anod doi; o — plăci de deflexie orizontală; v — plăci de deflexie verticală; e — ecran.



Cinescop
c — catod; g — grilă modulatoare; a — anod.

7-3. TABEL COMPARATIV CU NOTAȚIILE CONVENȚIONALE ALE TUBURILOR ELECTRONICE

Notația după GOST 5461-56	Notația inițială (veche)
Diode	
6Д3Д	—
6Д4Ж	9004
6Д6А	6Д1А
Duble diode	
2Х1Л	—
6Х2П	6Х2П
6Х6С	6Х6М
6Х7Б	—
12Х3С	—
Triode	
1С12П	—
2С3А	—
2С4С	2А3
2С14Б	—
4С3С	—
6С1Ж	955
6С1П	9002
6С2П	—
6С2С	6Ж5
6С3Б	—
6С3П	—
6С4П	—
6С4С	6В4
6С5Д	—
6С5С	6С5
6С6Б	6С1Б
6С7Б	6С2Б
6С8С	—
6С9Д	—
6С11Д	—
6С13Д	—
6С15П	—
6С16Д	—
6С17К	—
6С18С	—
6С19П	—
12С3С	—
—	УО186
Duble triode	
1Н3С	1Н1
6Н1П	—
6Н2П	—
6Н3П	—
6Н4П	—
6Н5П	—
6Н5С	6Н11
6Н6П	—
6Н7С	—
6Н8С	6Н8М
6Н9С	6Н9М
6Н10С	—
6Н12С	—
6Н13П	—
6Н14П	—
6Н15П	6Н15, 6J6
6Н16Б	—
6Н17Б	—

Notația după GOST 5461-56	Notația inițială (veche)
Duble diode-triode	
6Г1	6SR7
6Г2	6SQ7
6Г3П	—
6Г7	6Г7
12Г1	12SR7
12Г2	12SQ7
Tetrode cu fascicul dirijat	
2П1П	—
2П2П	—
6П1П	—
6П3С	6П3
6П6С	6V6
6П7С	6П7
6П13С	—
6П21С	—
—	2П9М
—	30П1С
—	Г-807
Tetrode	
6Э5П	—
6Э6П	—
Pentode	
06Ж6Б	—
06П2Б	—
1Ж17Б	—
1Ж18Б	—
1К1П	—
1К2П	—
1П2Б	—
1П3Б	—
1П4Б	—
2Ж14Б	—
2Ж15Б	—
2Ж27Л	—
2Ж27П	—
2П19Б	—
2П29Л	—
2П29П	—
4Ж1Л	—
4П1Л	—
6В1П	—
6Ж1Б	—
6Ж1Ж	954
6Ж1П	6АК5
6Ж2Б	—
6Ж2П	—
6Ж3	6SЧ7
6Ж3П	6АЖ5
6Ж4	6АС7
6Ж4П	—
6Ж5Б	—
6Ж5П	—
6Ж6С	Z-62D
6Ж7	6Ж7
6Ж8	6SJ7
6Ж9П	—

Notația după GOST 5461-56	Notația inițială (veche)
6Ж10Б	—
6Ж10П	—
6Ж11П	—
6Ж21П	—
6Ж22П	—
6Ж23П	—
6К1Б	—
6К1Ж	950
6К1П	Л-104
6К3	6SK7
6К4	6SG7
6К4П	6К2П
6К7	6К7
6К9С	6К9М
6П9	6АГ7
6П13С	—
6П14П	—
6П15П	—
12Ж1Л	—
12Ж3Л	—
12Ж8	12SJ7
12К3	12SK7
12К4	12SG7
—	2Ж2М
—	2К2М
—	4Ф6С
—	5Ф6С
Diode-pentode	
1Б1П	—
1Б2П	—
Duble diode-pentode	
6Б2П	Л-100
6Б8С	6Б8М
Heptode	
1А1П	—
1А2П	—
6А2П	Л-99
6А3П	—
6А7	6SA7
6А8	6А8
6А10С	6А10
—	6Л7
—	СО-242
Triode-pentode	
6Ф1П	—
Triode-hexode	
1И2П	—
Triode-heptode	
6И1П	—
Indicatoare optice de acord	
6Е1П	—
6Е5С	6Е5
Kenotroane	
1Ц1С	1Ц1
1Ц7С	1ВД2
1Ц11П	—
2Ц2С	2Х2/879
5Ц3С	5U4G
5Ц4С	5Ц4С

Notația după GOST 5461-56	Notația inițială (veche)
5Ц8С	—
5Ц9С	—
5Ц12П	—
6Ц4П	6Х4П
6Ц5С	6Х5С
6Ц10П	—
6Ц13П	—
30Ц6С	30Ц6С
—	5Ц4М
—	30Ц1М
Stabilizatoare de tensiune	
СГ1П	—
СГ2П	—
СГ2С	75С5-30
СГ3С	105С5-30
СГ4С	150С5-30
СГ5Б	—
СГ13П	—
СГ15П	—
СГ16П	—
СГ202Б	—
СГ301С	—
СГ302С	—
СГ303С	—
Baretoare	
—	0,24Б12-18
—	0,3Б17-35
—	0,3Б65-135
	0,425Б5,5-12
	0,85Б5,5-12
—	1Б5-9
—	1Б10-17
Tuburi catodice	
5ЛО38	ЛО-738
7ЛО1А	—
7ЛО55	—
8ЛО29	ЛО-729
13ЛО2С	—
13ЛО3И	—
13ЛО4	—
13ЛО5А	—
13ЛО6И	—
13ЛО36	ЛО-736
13ЛО37	ЛО-737
13ЛО54	—
13ЛО104А	—
Cinescoape	
18ЛК4Б	—
18ЛК5Б	—
18ЛК15	ЛК-715А
18ЛО40Б	ЛК-470
23ЛК1Б	—
31ЛК2Б	—
35ЛК2Б	—
40ЛК1Б	—
43ЛК2Б	—
43ЛК3Б	—
43ЛК6Б	—
43ЛК7Б	—
53ЛК2Б	—
53ЛК5Б	—

7-4. CONSTRUCȚIA TUBURILOR

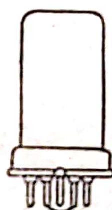
Tuburile obișnuite conțin un singur tub în balon (diodă, triodă, pentodă etc.).

Tuburile duble conțin două tuburi în balon (kenotron cu doi anozi, dublă diodă, dublă triodă etc.).

Tuburile combinate conțin într-un balon cîteva tuburi diferite, avînd de obicei catodul comun (diodă-triodă, dublă diodă-triodă, diodă-pentodă, triodă-hexodă etc.).

Tuburile cu încălzire directă sînt tuburile la care filamentul este în același timp și sursă de electroni, adică joacă rol de catod.

Tuburile cu încălzire indirectă sînt tuburile la care catodul — emițător de electroni — este separat de filament printr-un strat izolator. Filamentul are rolul de a încălzi catodul. Suprafața catodului este acoperită cu o compoziție specială care conține oxizi de bariu, calciu și stronțiu. Datorită acestei construcții catodul este capabil să asigure o emisie electronică puternică la temperaturi relativ joase (600—700 °C) cu un consum mic de putere pentru încălzire. Supraîncălzirea catodului, adică funcționarea cu tensiune de filament mărită, duce la scăderea treptată a emisiei și la reducerea duratei de serviciu a tubului, iar subîncălzirea, adică funcționarea cu tensiune de filament micșorată, prezintă pericole în cazul în care, în același timp, tensiunea anodică se menține ridicată, deoarece aceasta duce la distrugerea rapidă a stratului activ de pe suprafața catodului.



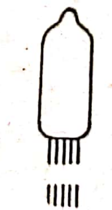
Tuburile metalice au balonul metalic, soclul din material plastic, cu opt piciorușe, cu cheie de ghidare în centru.



Tuburile de sticlă au balonul din sticlă, soclul din material plastic, cu opt piciorușe și cu ghidaj în centru.



Tuburile miniatură sînt în întregime din sticlă, iar piciorușele de ieșire se fixează direct pe fundul de sticlă al tubului.



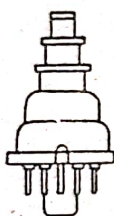
Tuburile subminiatură sînt în întregime din sticlă, cu balon cilindric sau turtit; piciorușele electrozilor sînt sub forma unor conductoare mici ce ies din piciorușul de sticlă al tubului.



Tuburile de tip „ghindă" sînt în întregime din sticlă; piciorușele electrozilor sînt executate sub formă de borne rigide ce ies în exterior printr-un brîu îngroșat situat în jurul balonului și prin partea superioară și inferioară a balonului.



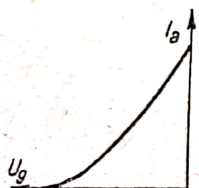
Tuburile cu fixator la cheie au balonul din sticlă, soclul (care joacă rol și de ecran) din metal cu cheie de ghidaj în centru; la capătul cheii se află un fixator sub forma unui șanț inelar care se fixează într-un arc în locașul tubului.



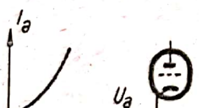
Tuburile cu discuri au balonul din sticlă, soclul din material plastic cu opt piciorușe, cu cheie de ghidaj în centru: bornele de ieșire ale electrozilor sînt executate sub forma unor discuri metalice, lipite de balon în trepte.

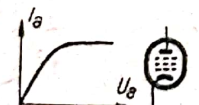
Tuburile tip bară sînt metalice, cu piciorușele de anod și catod cilindrice, argintate și cu borna de grilă sub formă de disc.

7-5. CARACTERISTICILE TUBURILOR

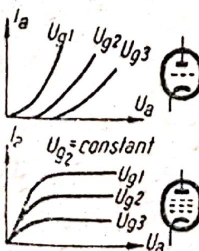


Caracteristica anod-grilă indică variația curentului anodic al tubului în funcție de variația tensiunii pe grila de comandă, dacă tensiunile pe anod și pe ceilalți electrozi se mențin constante.

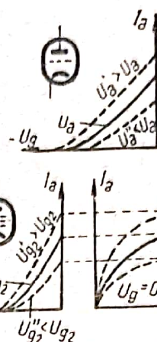




Caracteristica anodică exprimă dependența curentului anodic al tubului de tensiunea pe anodul acestuia, dacă tensiunile pe grila de comandă (negativarea) și pe ceilalți electrozi se mențin constante. Caracteristicile anodice ale pentodelor și triodelor cu fascicul dirijat diferă ca formă de caracteristicile triodelor.



Familia de caracteristici anodice este alcătuită din mai multe caracteristici anodice care se deosebesc prin aceea că fiecare dintre ele este trasată pentru o altă valoare a tensiunii de negativare. Familia de caracteristici anodice permite să se determine grafic o serie de parametri ai etajului amplificator (se pot determina: valoarea optimă a rezistenței de sarcină, amplificarea, puterea la ieșire, distorsiunile de neliniaritate etc.).



Influența tensiunii anodice și a grilei-ecran asupra poziției caracteristicilor.

Poziția caracteristicii anod-grilă la triodă este determinată numai de tensiunea anodică.

Poziția caracteristicilor anod-grilă și a celor anodice la pentodă și tetrodă cu fascicul dirijat este determinată mai ales de tensiunea grilei-ecran. Influența tensiunii anodice este foarte mică.

7-6. PARAMETRII TUBURILOR

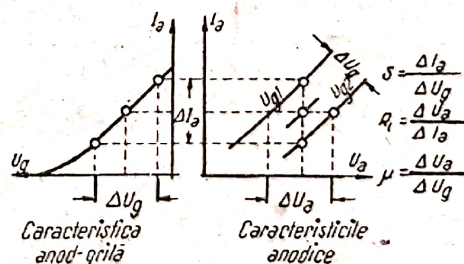
Panta S indică cu cîți miliamperi variază curentul anodic al tubului în cazul în care tensiunea pe grila de comandă variază cu 1 V avînd tensiunile pe anod și pe celelalte grile (la tuburile multigrile) constante; ea se exprimă în miliamperi pe volt (mA/V). În cazul în care în circuitul anodic există o sarcină, variația curentului anodic va fi mai mică și valoarea reală a pantei în acest caz (panta dinamică) este mai mică decît S.

$S = \frac{\mu}{R_i}$	
$\frac{S \cdot R_i}{\mu} = 1$	
$R_i = \frac{\mu}{S}$;	$\mu = SR_i$
S în mA/V; R_i în kΩ	

Rezistența internă R_i indică cu cîți volți trebuie variată tensiunea pe anodul tubului astfel încît curentul anodic al acestuia să varieze cu un miliamper în cazul în care tensiunile pe grila de comandă și pe celelalte grile (la tuburile multigrile) rămîn constante.

La tuburile receptoare-amplificatoare R_i se exprimă în kiloohmi și caracterizează rezistența internă a tubului ca generator de curent alternativ.

Coeficientul de amplificare μ indică de cîte ori tensiunea de un volt aplicată pe grilă are o eficacitate mai mare asupra curentului anodic față de aceeași tensiune aplicată pe anod.



Mărimea μ indică valoarea limită a amplificării în tensiune, care ar putea fi obținută în cazul unei rezistențe de sarcină infinit mari, cînd rezistența internă a tubului se poate neglija.

Panta de conversiune S_c este parametrul ce se indică pentru tuburile schimbătoare de frecvență și care arată valoarea curentului de frecvență intermediară (în mA)

ce ia naştere în circuitul anodic al tubului în cazul aplicării pe grila de comandă a unui semnal de 1 V.

Rezistenţa activă de intrare a tubului scade rapid o dată cu creşterea frecvenţei de lucru datorită influenţei timpului de tranzit al electronilor şi inductanţei bornelor de catod. Ea se determină cu formula

$$R_{intr} = \frac{k}{f^2} \quad [\text{M}\Omega],$$

în care: f este frecvenţa, MHz;
k — un coeficient ce se indică în tabela 7-1, $\text{M}\Omega \cdot \text{MHz}^2$.

Tabela 7-1

Tubul	k	Tubul	k
1Ж17Б	210	6Ж20П	18
1Ж18Б	280	6Ж21П	20
1С12П	120	6Ж22П	12
2Ж27П	54	6К1П	24
6А7	12,5	6К3	20
6Ж1Б	29	6К4	10
6Ж1Ж	75	6К4П	68
6Ж1П	60	6Н3П	50
6Ж2П	36	6Н14П	1— 80
6Ж3	13		2—140
6Ж3П	36	6П9	3
6Ж4	7,5	6С1Ж	164
6Ж5Б	25	6С1П	185
6Ж8	20	6С6Б	54
6Ж9П	18	6Ф1П	20
6Ж11П	2	6Э5П	2,8

Rezistenţa echivalentă de zgomot a tubului R_{zg} este rezistenţa la capetele căreia (la temperatura ambiantă) se obţine o tensiune de zgomot egală cu tensiunea de zgomot a tubului, considerată în circuitul de grilă.

Pentru triode

$$R_{zg} \approx \frac{5{,}2 \ldots 3}{S} \quad [\text{k}\Omega],$$

iar pentru pentode

$$R_{zg} \approx \frac{I_a}{I_a + I_{g_2}} \left(\frac{2{,}5}{S} + 20 \frac{I_{g_2}}{S^2}\right) \quad [\text{k}\Omega],$$

unde S este panta, mA/V; I_a şi I_{g2} — curenţii anodic şi al grilei ecran, mA.

Valorile R_{zg} pentru cîteva tuburi sînt date în tabela 7-2.

Tabela 7-2

Tubul	R_{zg}, Ω	Tubul	R_{zg}, Ω
1Ж17Б	6000	6Ж20П	1 000
1Ж18Б	6000	6Ж21П	1 000
2Ж27П	7000	6Ж22П	500
6Б8С	4000	6К1П	13 300
6Ж1Б	4000	6К3	11 100
6Ж1Ж	5310	6К4	3 700
6Ж1П	3700	6Н3П	700
6Ж1П (ca triodă)	380	6Н8С	960
6Ж2П	5180	6Н14П	700
6Ж3П	1630	6Н15П	470
6Ж4	700	6П9	1 160
6Ж4 (ca triodă)	220	6С1Ж	1 130
6Ж4П	3710	6С1П	1 130
6Ж5Б	1000	6С3П	200
6Ж6С	510	6С4П	200
6Ж8	6150	6С15П	400
6Ж9П	350	6Ф1П	1 500

Factorul de calitate al tubului este parametrul ce caracterizează măsura în care pentodele se pot întrebuinţa pentru amplificarea în bandă largă. Factorul de calitate al tubului se determină cu formula:

$$Q_T = \frac{S}{2\pi C},$$

în care $C = C_{ieş} + C_{intr} + C_m$ ($C_{ieş}$ şi C_{intr} sînt capacităţile de ieşire şi respectiv de intrare a tubului, C_m este capacitatea montajului, care de obicei se ia egală cu 10 pF).

Factorul de calitate al tubului, ca valoare, este egal cu produsul dintre lărgimea benzii de trecere B şi coeficientul maxim de amplificare K, ce se poate obţine pentru o capacitate dată C într-un etaj amplificator video fără corecţie, sau într-un amplificator de rezonanţă cu un singur circuit oscilant:

$$Q_T = B \cdot K.$$

Valorile factorului de calitate (factorul de calitate se exprimă în MHz) pentru cîteva tuburi sînt date în tabela 7-3.

Tabela 7-3

Tubul	Q_T, MHz	Tubul	Q_T, MHz
6Ж1П	46	6Ж9П	129
6Ж3П	47	6Ж10П	46,5
6Ж4	58,5	6Ж11П	163
6Ж4П	40	6Ж21П	152
6Ж5Б	80	6Ж22П	240
6Ж5П	69		

Factorul de calitate de ieşire al tubului este parametrul ce caracterizează capacitatea tubului de a debita o tensiune mare de ieşire într-o bandă de trecere largă; el se determină cu formula

$$B = \frac{\frac{1}{2} I_{a\,max}}{2\pi C},$$

în care: $I_{a\,max}$ este valoarea maximă admisă a curentului anodic;
C — aceeaşi capacitate care intră în determinarea factorului de calitate al tubului.

Factorul de calitate de ieşire al tubului, ca valoare, este egal cu produsul dintre lărgimea benzii de trecere B şi amplitudinea maximă a tensiunii de ieşire $U_{ieş\,max}$ ce se

poate obține în etajul final al amplificatorului video, fără corecție sau într-un amplificator de frecvență intermediară cu un singur circuit:

$$Q_{ieș}=BU_{ieș\ max}\ .$$

Factorul de calitate de ieșire al tubului se exprimă în MHz·V. Valorile factorului de calitate de ieșire al tubului pentru cîteva tuburi sînt date în tabela 7-4.

Tabela 7-4

Tipul tubului	$Q_{ieș}$ MHz·V	Tipul tubului	$Q_{ieș}$ MHz·V
6Ж1П	71,5	6П9	158
6Ж3П	75,5	6П15П	183
6Ж4	65	6П18П	288

Pentru impulsuri cu o singură alternanță factorul de calitate de ieșire $Q_{ieș\ i}=2Q_{ieș}$.

7-7. TIPURI SPECIALE DE TUBURI

Tuburi cu grila de structură fină. In aceste tuburi se întrebuințează o grilă de comandă plată, confecționată din sîrmă foarte subțire (diametrul circa 8 μ), plasată la o distanță foarte mică față de catod (aproximativ 40 μ). După acest principiu sînt construite tuburile 6Ж9П, 6Ж11П și 6Э5П, la care panta ajunge pînă la 20—30 mA/V.

Tuburi cu emisie secundară. In tuburile de această construcție curentul anodic este alcătuit nu numai din electronii emiși de catod, ci și din electronii secundari smulși sub loviturile electronilor primari ai fluxului de bază dintr-un electrod suplimentar special numit „dinodă". Un exemplu de tub cu o astfel de construcție este pentoda 6В1П, a cărei pantă ajunge pînă la valori de circa 30 mA/V.

Tuburi cu grilă-catod. In aceste tuburi pentru mărirea pantei se folosește un procedeu cunoscut de mult, dar care vreme îndelungată nu s-a putut aplica. Procedeul constă în introducerea în tub a unei așa-numite grile-catod suplimentară ce se așază între catod și grila de comandă și se află la un potențial pozitiv nu prea mare. Această grilă creează în apropierea grilei de comandă un nor de electroni din care se formează curentul anodic al tubului. Suprafața mare a norului (denumit cîteodată și catod virtual), precum și distanța mică dintre acesta și grila de comandă permit obținerea unei pante mari. Astfel, la tuburile 6Ж20П și 6Ж21П, care sînt niște tetrode cu fascicul dirijat cu grilă-catod suplimentară, panta este de 17 mA/V, iar la tubul 6Ж22П aceasta atinge valori pînă la 30 mA/V.

7-8. DATE ASUPRA TUBURILOR ELECTRONICE

Parametrii tuburilor și regimurile de lucru se dau mai jos, indicîndu-se totodată și soclurile acestora.

La numărător se indică tensiunea pe electrodul respectiv față de catod, în volți, iar la numitor se indică curentul, în A sau mA. Pentru tuburile care necesită negativare automată este indicată rezistența din catod.

La dublele triode valorile parametrilor se dau pentru o singură triodă.

Pentru tuburile catodice tensiunea pe electrozi este indicată în același mod, iar pentru grila modulatoare (prima grilă pe desen) se indică valoarea tensiunii negative de blocare.

Numerotarea piciorușelor (bornelor exterioare) se face privind soclul tubului de jos.

Toate tuburile sînt dispuse în ordinea numerotării lor conform notației convenționale.

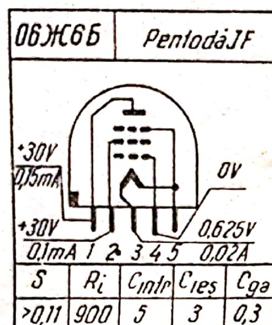
Pentru tuburile amplificatoare finale în afara acestor indicații se dau familiile de caracteristici anodice. Aceste familii de caracteristici pentru pentode și tetrode sînt date pentru tensiunea pe ecran corespunzătoare regimului de lucru, indicat pe soclul tubului. Pentru unele tuburi se admit funcționări în regimuri diferite. Împreună cu familia de caracteristici se dau de asemenea și tensiunile limită admise pe anod și pe ecran.

Trebuie avut în vedere că pentru tuburile amplificatoare finale nu este admisă folosirea în circuitul grilei de comandă a unei rezistențe de grilă mai mari de 0,5—1 MΩ.

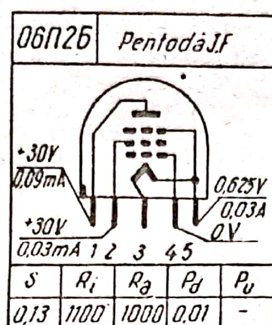
Prescurtări și notații convenționale

IF — înaltă frecvență;
FUI — frecvență ultraînaltă;
JF — joasă frecvență;
S — panta, mA/V;
S_c — panta de conversiune, mA/V;
S_h — panta părții de heterodină a tubului, mA/V;
R_i — rezistența internă, kΩ;
μ — coeficient de amplificare;
R_a — rezistența de sarcină, kΩ;
P_d — puterea disipată pe anod maximă admisă, W;
P_u — puterea utilă (care se obține pentru valori admise ale coeficientului de distorsiuni de neliniaritate), W;
C_{ac} — capacitatea anod-catod la diode, pF;
C_{intr} — capacitatea de intrare (grilă-catod la triode și grilă-catod, grilă-ecran și grilă-grilă supresoare la pentode), pF;
$C_{ieș}$ — capacitatea de ieșire (anod-catod la triode și anod-catod, grilă-ecran și grilă supresoare la pentode), pF;
C_{ag1} — capacitatea de reacție (grila de comandă-anod), pF;
C_{aa} — capacitatea dintre anozii tuburilor duble, pF;
C_{cf} — capacitatea dintre catod și filament, pF;
U_a — tensiunea anodică, V;
U_{g1} — tensiunea primei grile, V;
U_{g2} — tensiunea grilei a doua, V;
U_{inv} — amplitudinea maximă a tensiunii inverse între anod și catod, V;
I_a — curentul anodic, mA;
I_m — impulsul maxim al curentului redresat (pe un anod), mA;
I_r — curentul redresat (pe un anod), mA;
U_{apr} — tensiunea de aprindere, V;
U_{st} — tensiunea stabilizată (la stabilizatoarele de curent — începutul și sfîrșitul stabilizării), V;
I_{st} — curentul stabilizat, mA;
a — anod; *c* — catod; *f* — filament; *m* — modulator; *as* — atenuator de scîntei.

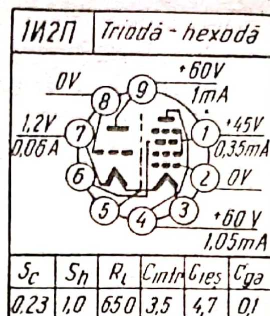
Schemele soclurilor, parametrii și regimurile de funcționare ale tuburilor



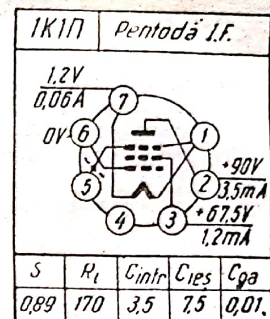
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
>0,11	900	5	3	0,3



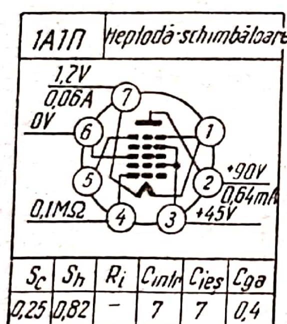
S	R_i	R_a	P_d	P_u
0,13	1100	1000	0,01	–



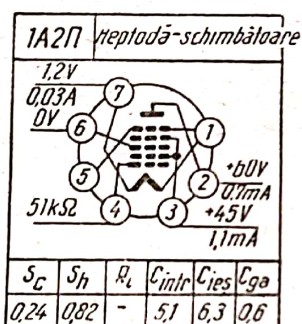
S_c	S_h	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,23	1,0	650	3,5	4,7	0,1



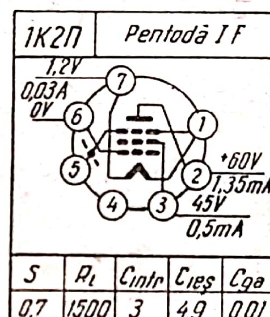
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,89	170	3,5	7,5	0,01



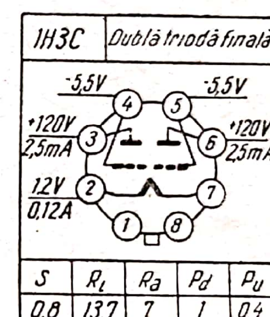
S_c	S_h	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,25	0,82	–	7	7	0,4



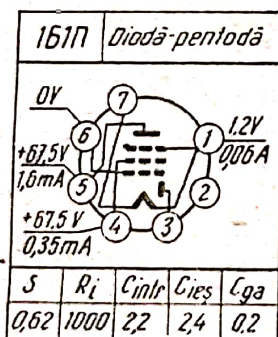
S_c	S_h	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,24	0,82	–	5,1	6,3	0,6



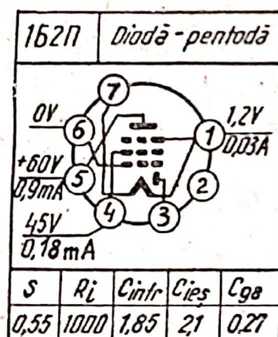
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,7	1500	3	4,9	0,01



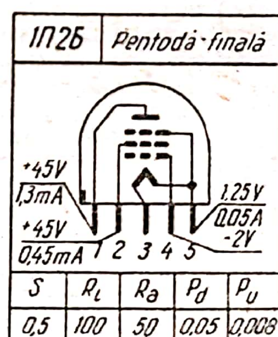
S	R_i	R_a	P_d	P_u
0,8	13,7	7	1	0,4



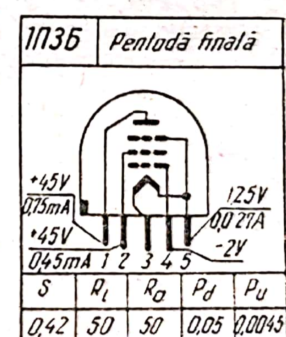
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,62	1000	2,2	2,4	0,2



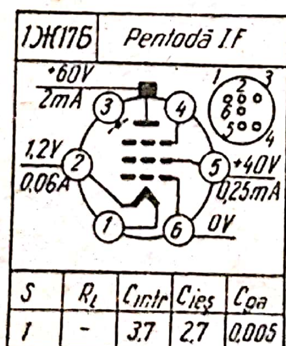
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,55	1000	1,85	2,1	0,27



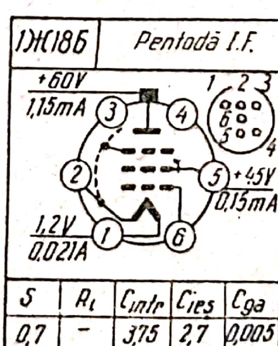
S	R_i	R_a	P_d	P_u
0,5	100	50	0,05	0,008



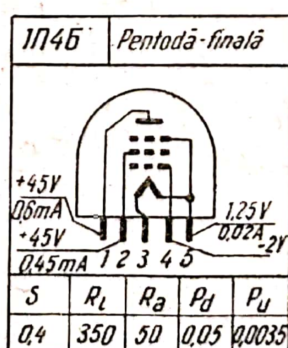
S	R_i	R_a	P_d	P_u
0,42	50	50	0,05	0,0045



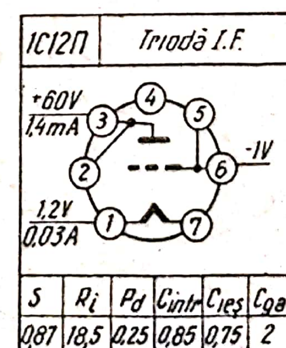
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
1	–	3,7	2,7	0,005



S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,7	–	3,75	2,7	0,005



S	R_i	R_a	P_d	P_u
0,4	350	50	0,05	0,0035



S	R_i	P_d	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,87	18,5	0,25	0,85	0,75	2

1Ц1С — Kenotron

U_{inv}	I_m	I_r	R_i
15000	5	0,5	7,5

1Ц7С — Kenotron

U_{inv}	I_m	I_r	R_i
30000	17	2	14

2К2М — Pentodă I.F.

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
0,95	1000	5,45	8,1	0,02

2П1П — Tetrodă finală cu fascicul dirijat

S	R_i	R_a	P_d	P_u
1,7	100	10	1,1	0,21

1Ц11П — Kenotron

U_{inv}	I_m	I_r	R_i
20000	2	0,3	20

2Ж2М — Pentodă I.F.

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
0,95	1000	5,45	8,1	0,02

2П2П — Tetrodă finală cu fascicul dirijat

S	R_i	R_a	P_d	P_u
1,1	120	15	0,4	0,2

2П9М — Tetrodă finală cu fascicul dirijat

S	R_i	R_a	P_d	P_u
2,5	40	2,5	8	6

2Ж14Б — Pentodă I.F.

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
1,25	-	4,5	6	0,015

2Ж15Б — Pentodă I.F.

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
0,7	-	4	5	0,015

2П19Б — Pentodă generatoare

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
1,7	-	4,5	7	0,03

2П29Л — Pentodă generatoare

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
1,9	50	4,3	5,3	0,055

2Ж27Л — Pentodă I.F.

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
1,25	700	5,3	4,9	0,015

2Ж27П — Pentodă I.F.

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
1	1600	3	2	0,015

2П29П — Pentodă generatoare

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
1,7	100	4,85	2	0,015

2С3А — Triodă

S	R_i	P_d	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
2,2	3,7	2,2	2,5	1	3

2C4C — Trioda finală

+250V, 62mA (2); -45V (3); 2,5V, 2,5A (1), (4)

S	R_i	R_a	P_d	P_u
5,2	0,8	2,5	15	3,5

2C14Б — Triodă

+90V, 3,6mA; 2,2A, 0,06A; 1 2 3 4

S	R_i	R_a	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
1,1	14	0,75	2,1	2	2,8

5Ц4М — Kenotron

5V, 2A

$U_{inv.}$	I_m	I_r	R_i
1550	415	70	0,15

5Ц4С — Kenotron

~500V; ~500V; 5V, 2A

$U_{inv.}$	I_m	I_r	R_i
1350	375	62,5	0,15

2Ц2С — Kenotron

~4,5V; 2,5V, 1,75A

$U_{inv.}$	I_m	I_r	R_i
12500	4,5	7,5	4,5

2X1Л — Dublă diodă

~50V; ~50V; 2,2V, 0,13A

S	$C_{a.c.}$	$C_{a\,a}$
0,4	2,25	0,0015

5Ц8С — Kenotron

5V, 5A

$U_{inv.}$	I_m	I_r	R_i
1700	1200	210	0,2

5Ц9С — Kenotron

5V, 3A

$U_{inv.}$	I_m	I_r	R_i
1700	600	102	0,3

4Ж1Л — Pentodă I.F.

75V, 0,55mA; +150V, 2,35mA; -2,1V; 4,2V, 0,225A

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
1,65	1000	4	4,2	0,007

4C3C — Triodă generatoare

+100V, 27,5mA; -4V; 4,4V, 0,33A

S	R_i	R_a	P_d	P_u
3	4,2	-	5	0,275

5Ц12П — Kenotron

5V, 0,77A

$U_{inv.}$	I_m	I_r	R_i
5000	350	50	-

6A2П — Heptodă schimbătoare

-1,5V; 20kΩ; +100V, 7mA; +250V, 3mA; 6,3V, 0,3A

S_c	S_h	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,3	4,5	800	8	10,5	0,35

4П1Л — Pentodă generatoare

0V; +150V, 6,5mA; -7V; +150V, 35mA; 2,1/4,2V, 0,65/0,325A

S	P_d	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
6	7,5	8,5	9,4	0,1

5Ц3С — Kenotron

~500V; ~500V; 5V, 3A

$U_{inv.}$	I_m	I_r	R_i
1700	750	125	0,2

6A3П — Tub cu fascicul dirijat-dublă comandă

+75V, 3,5mA; -1,5V, 7mA; 6.3V, 0,3A

S_1	S_3	C_{intr}		$C_{ieş}$		C_{ga}		
		g1-c	g3-c	g3-c	a-c	a-g1	a-g3	g1-g3
1.2	0,95	5.2	2	4	2,2	0,001	2	0,007

6A7 — Heptodă schimbătoare

+100V, 8,5mA; 20kΩ; +250V, 3,5mA; 6,3V, 0,3A; 0V

S_c	S_h	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,45	4.7	1000	9.5	12	0.13

6A8 — Heptodă schimbătoare

+100V 2,7mA; 50kΩ; −3V; +250V 3,5mA; 6,3V 0,3A

S_c	S_h	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,55	–	360	12,5	12,5	0,06

6A10C — Heptodă schimbătoare

+100V 9mA; 20kΩ; +250V 3,5mA; 6,3V 0,3A; 0V

S_c	S_h	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
0,45	4,7	300	9	10	0,13

6Г7 — Dublă diodă-triodă

+250V 1,4mA; −3V; 6,3V 0,3A

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
1,3	54	5	3,8	1,4

6Д3Д — Diodă

6,3V 0,77A; Borna de I.F.

U_{inv}	C_{a-c}
200	2,8

6Б2П — Diodă-pentodă I.F.

−1,5V; +250V 6,5mA; +100V 1,6mA; 6,3V 0,3A

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
2,7	700	4,2	4,1	0,008

6Б8С — Dublă diodă-pentodă I.F.

−3V; +250V 10mA; +125V 2,45mA; 6,3V 0,3A

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
1,35	600	4	9	0,008

6Д4Ж — Diodă

~130V; 6,3V 0,15A

U_{inv}	I_m	I_r	C_{a-c}
365	30	5	1,9

6Д6А — Diodă

~165V; 6,3V 0,15A

$U_{inv.}$	I_m	I_r	C_{a-c}
450	70	10	3

6В1П — Pentodă cu emisie secundară

+150V −20mA; +250V 26mA; +250V 3,2mA; 200Ω; 6,3V 0,4A

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
29	–	9	4,6	0,007

6Г1 — Dublă diodă-triodă

+250V 9,5mA; −9V; 6,3V 0,3A

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
1,9	8,5	3,6	2,8	2,4

6Е1П — Indicator optic de acord

+250V 4mA; +100V 2mA; −2V; 6,3V 0,3A

S	μ	R_a
0,5	24	1000

6Е5С — Indicator optic de acord

−4V; +250V 5,3mA; +250V 5mA; 6,3V 0,3A

S	μ	R_a
1,2	24	1000

6Г2 — Dublă diodă-triodă

+250V 1,15mA; −2V; 6,3V 0,3A

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
1,1	91	3,2	3	1,6

6Г3П — Triplă diodă-triodă

+250V 1mA; −3V; D_3 5V 25mA; 5V 25mA D_2; 5,5V 1,5mA D_1; 6,3V 0,45A

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
1,3	48,5	2,05	1,25	2,3

6Ж1Б — Pentodă I.F.

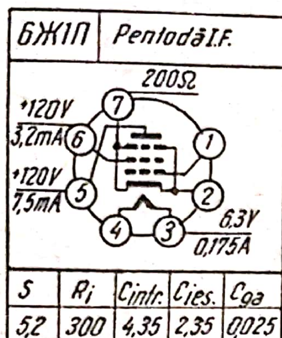
+120V 7,5mA; +120V 3,5mA; 200Ω; 6,3V 0,2A; 1 2 3 4 5 6 7

S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
4,8	200	4,6	3,8	0,03

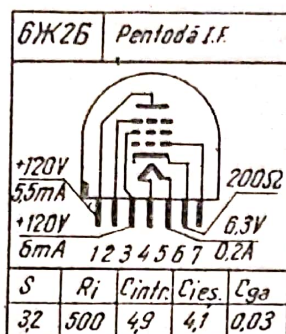
6Ж1Ж — Pentodă I.F.

+250V 2,75mA; +100V 0,7mA; 6,3V 0,15A; −3V

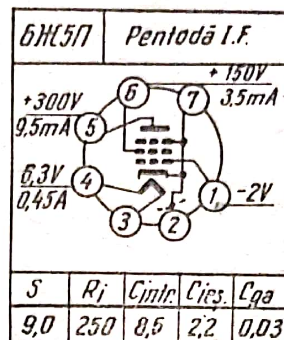
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieş}$	C_{ga}
1,6	1200	3,5	3	0,018



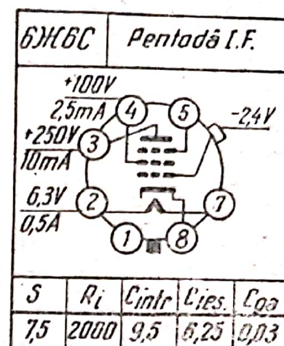
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
5,2	300	4,35	2,35	0,025



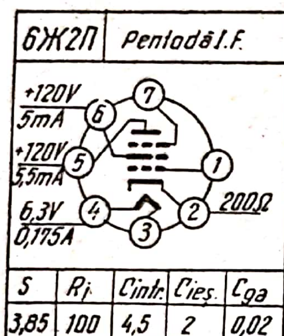
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
3,2	500	4,9	4,1	0,03



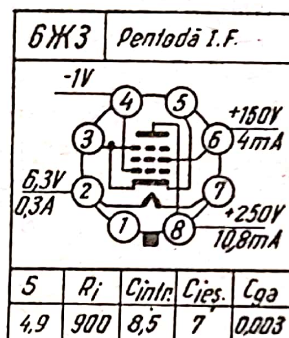
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
9,0	250	8,5	2,2	0,03



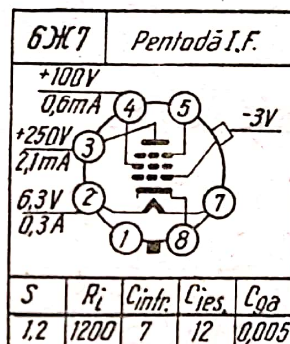
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
7,5	2000	9,5	6,25	0,03



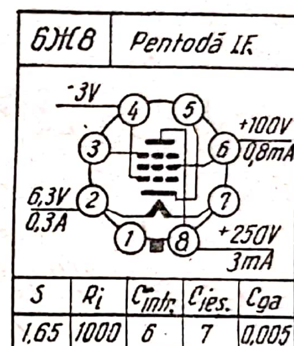
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
3,85	100	4,5	2	0,02



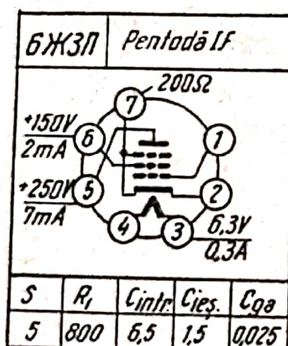
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
4,9	900	8,5	7	0,003



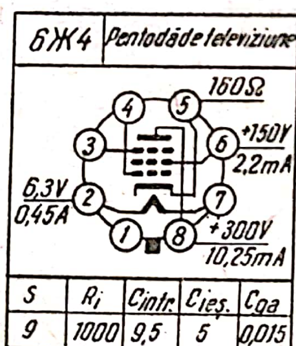
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
1,2	1200	7	12	0,005



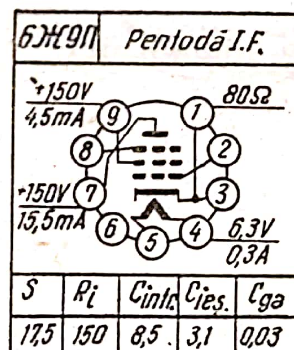
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
1,65	1000	6	7	0,005



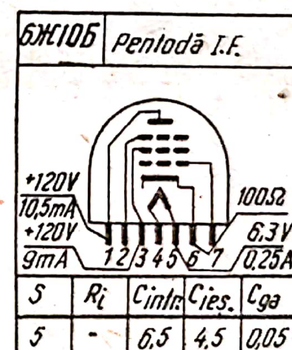
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
5	800	6,5	1,5	0,025



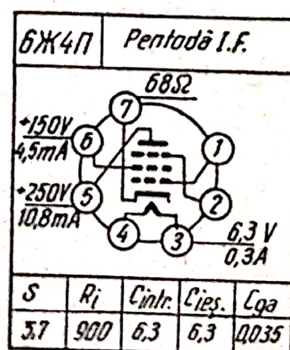
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
9	1000	9,5	5	0,015



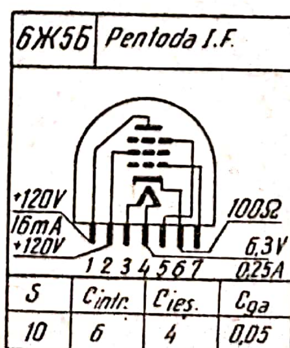
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
17,5	150	8,5	3,1	0,03



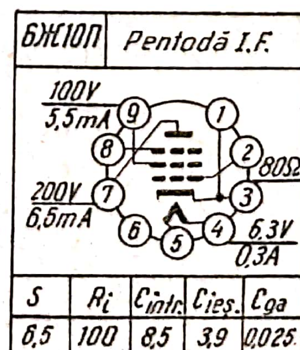
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
5	-	6,5	4,5	0,05



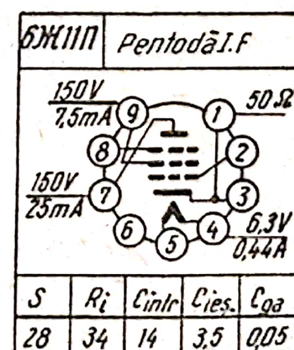
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
5,7	900	6,3	6,3	0,035



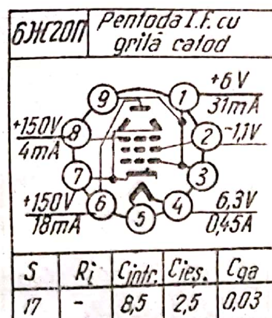
S	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
10	6	4	0,05



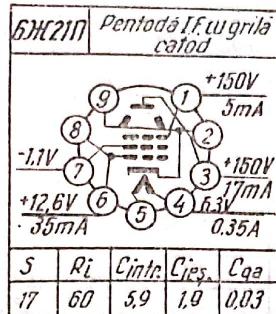
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
6,5	100	8,5	3,9	0,025



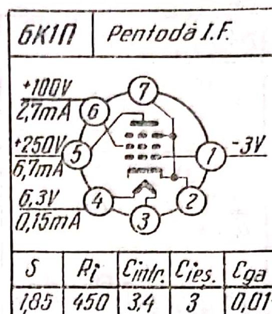
S	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
28	34	14	3,5	0,05



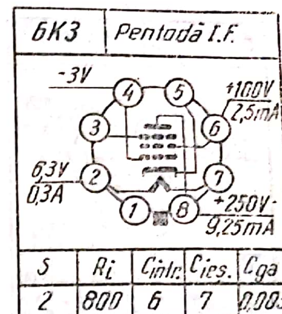
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
17	-	8,5	2,5	0,03



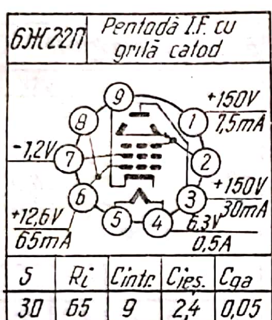
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
17	60	5,9	1,9	0,03



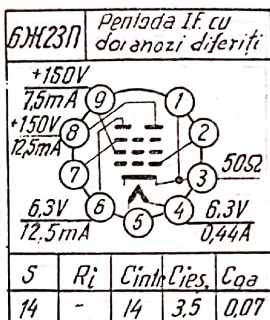
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
1,85	450	3,4	3	0,01



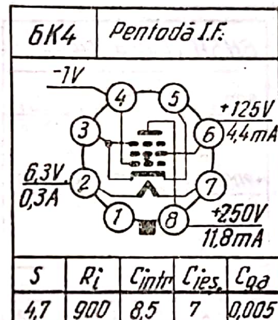
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
2	800	6	7	0,003



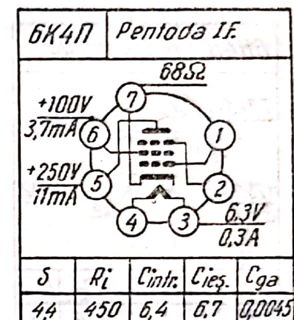
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
30	65	9	2,4	0,05



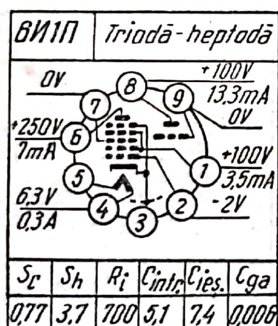
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
14	-	14	3,5	0,07



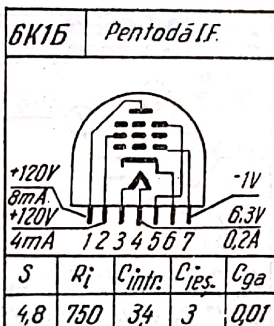
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
4,7	900	8,5	7	0,005



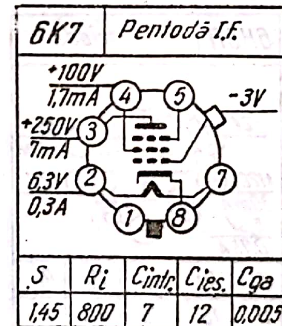
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
4,4	450	6,4	6,7	0,0045



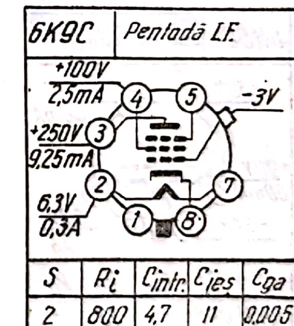
Sc	Sh	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
0,77	3,7	700	5,1	7,4	0,006



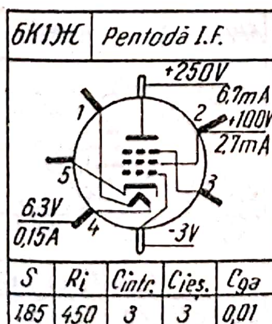
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
4,8	750	3,4	3	0,01



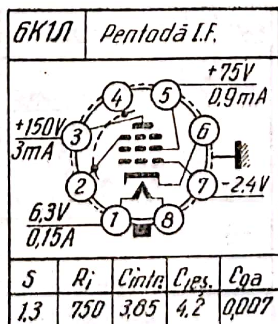
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
1,45	800	7	12	0,005



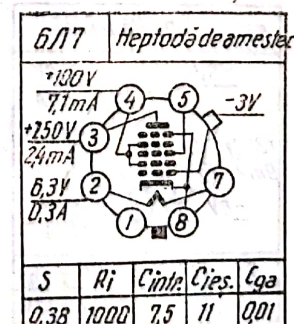
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
2	800	4,7	11	0,005



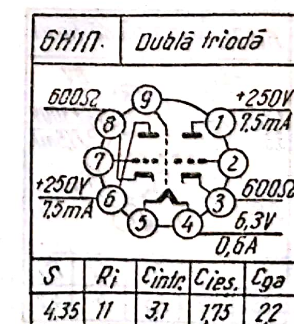
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
1,85	450	3	3	0,01



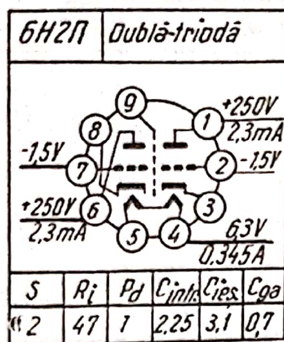
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
1,3	750	3,85	4,2	0,007

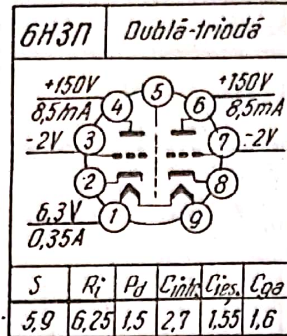


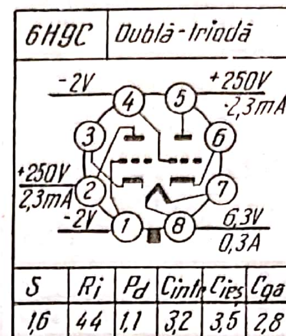
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
0,38	1000	7,5	11	0,01

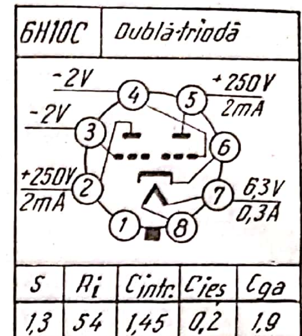


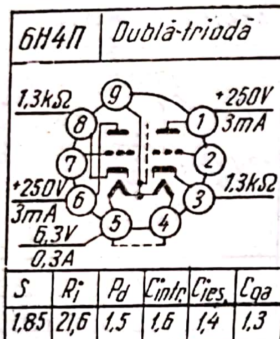
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
4,35	11	3,1	1,75	2,2

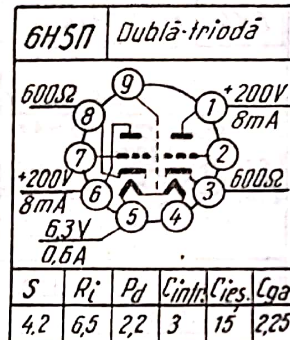

6H2П
Dublă-triodă
+250V 2,3mA
-1,5V
+250V 2,3mA
-1,5V
6,3V 0,345A
S Ri Pd Cintr. Cieş. Cga
2 47 1 2,25 3,1 0,7

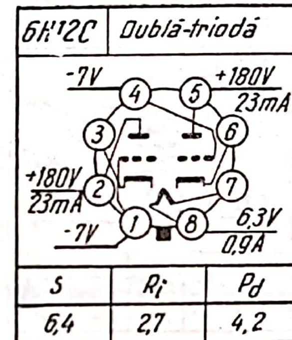

6H3П
Dublă-triodă
+150V 8,5mA
+150V 8,5mA
-2V
-2V
6,3V 0,35A
S Ri Pd Cintr. Cieş. Cga
5,9 6,25 1,5 2,7 1,55 1,6

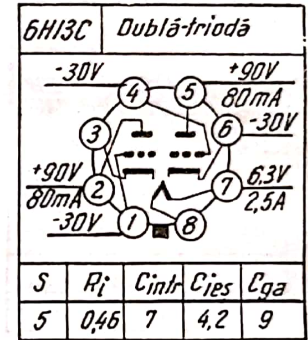

6H9C
Dublă-triodă
-2V
+250V 2,3mA
+250V 2,3mA
-2V
6,3V 0,3A
S Ri Pd Cintr. Cieş. Cga
1,6 44 1,1 3,2 3,5 2,8

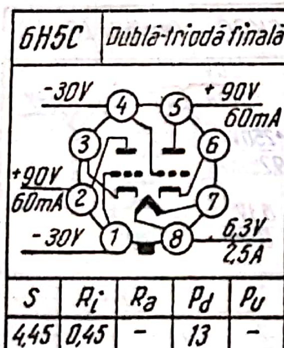

6H10C
Dublă-triodă
-2V
+250V 2mA
-2V
+250V 2mA
6,3V 0,3A
S Ri Cintr. Cieş. Cga
1,3 54 1,45 0,2 1,9

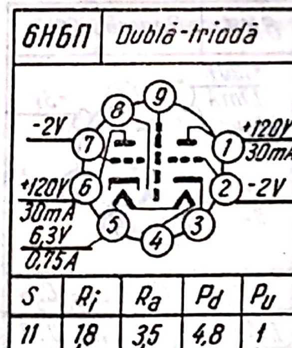

6H4П
Dublă-triodă
1,3kΩ
+250V 3mA
+250V 3mA
1,3kΩ
6,3V 0,3A
S Ri Pd Cintr. Cieş. Cga
1,85 21,6 1,5 1,6 1,4 1,3

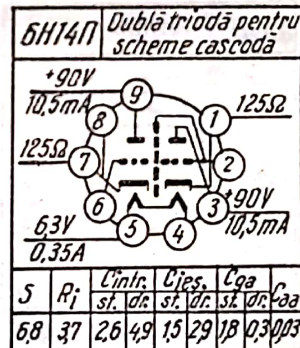

6H5П
Dublă-triodă
600Ω
+200V 8mA
+200V 8mA
600Ω
6,3V 0,6A
S Ri Pd Cintr. Cieş. Cga
4,2 6,5 2,2 3 15 2,25

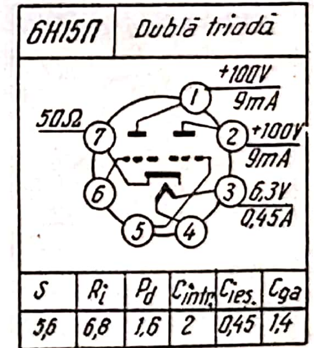

6H12C
Dublă-triodă
-7V
+180V 23mA
+180V 23mA
-7V
6,3V 0,9A
S Ri Pd
6,4 2,7 4,2

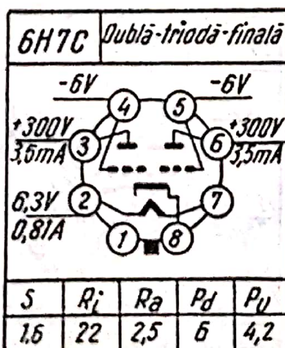

6H13C
Dublă-triodă
-30V
+90V 80mA
-30V
+90V 80mA
-30V
6,3V 2,5A
S Ri Cintr. Cieş. Cga
5 0,46 7 4,2 9

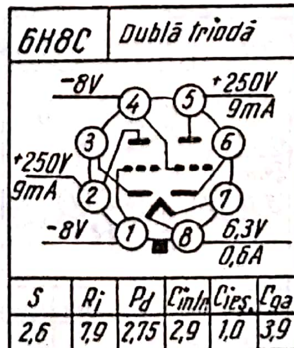

6H5C
Dublă-triodă finală
-30V
+90V 60mA
+90V 60mA
-30V
6,3V 2,5A
S Ri Ra Pd Pu
4,45 0,45 – 13 –

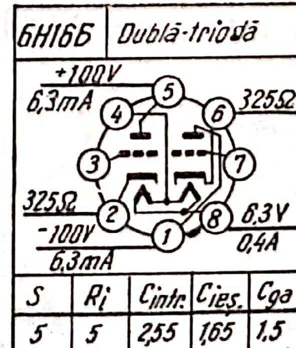

6H6П
Dublă-triodă
-2V
+120V 30mA
+120V 30mA
-2V
6,3V 0,75A
S Ri Ra Pd Pu
11 1,8 3,5 4,8 1

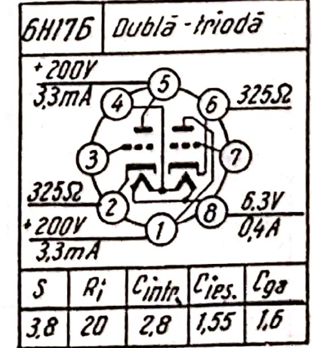

6H14П
Dublă triodă pentru scheme cascodă
+90V 10,5mA
125Ω
125Ω
+90V 10,5mA
6,3V 0,35A
S Ri Cintr. st. dr. Cieş. st. dr. Cga st. dr. Caa
6,8 3,7 2,6 4,9 1,5 2,9 1,8 0,3 0,03

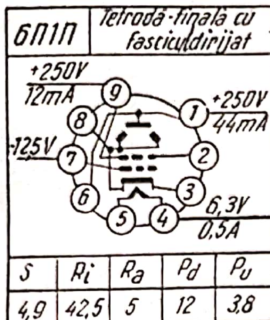

6H15П
Dublă triodă
+100V 9mA
50Ω
+100V 9mA
6,3V 0,45A
S Ri Pd Cintr. Cieş. Cga
3,6 6,8 1,6 2 0,45 1,4


6H7C
Dublă-triodă-finală
-6V
-6V
+300V 3,5mA
+300V 3,5mA
6,3V 0,81A
S Ri Ra Pd Pu
1,6 22 2,5 6 4,2

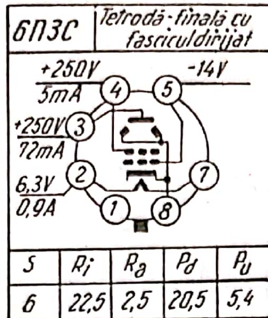

6H8C
Dublă triodă
-8V
+250V 9mA
+250V 9mA
-8V
6,3V 0,6A
S Ri Pd Cintr. Cieş. Cga
2,6 7,9 2,75 2,9 1,0 3,9


6H16Б
Dublă-triodă
+100V 6,3mA
325Ω
325Ω
-100V 6,3mA
6,3V 0,4A
S Ri Cintr. Cieş. Cga
5 5 2,55 1,65 1,5

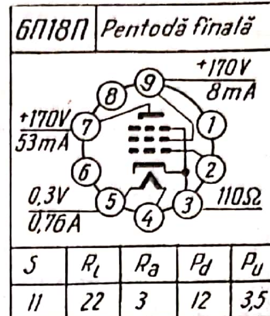

6H17Б
Dublă-triodă
+200V 3,3mA
325Ω
325Ω
+200V 3,3mA
6,3V 0,4A
S Ri Cintr. Cieş. Cga
3,8 20 2,8 1,55 1,6



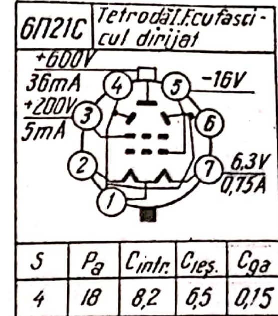
S	Ri	Ra	Pd	Pu
4,9	42,5	5	12	3,8



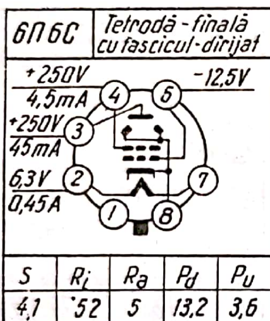
S	Ri	Ra	Pd	Pu
6	22,5	2,5	20,5	5,4



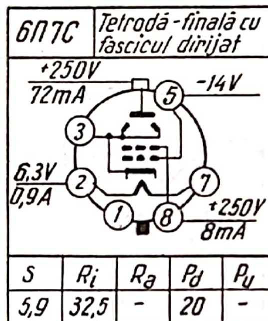
S	Ri	Ra	Pd	Pu
11	22	3	12	3,5



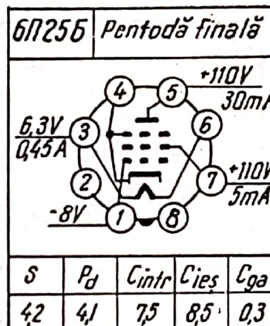
S	Pa	Cintr.	Cieș.	Cga
4	18	8,2	6,5	0,15



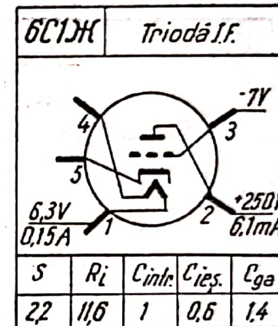
S	Ri	Ra	Pd	Pu
4,1	52	5	13,2	3,6



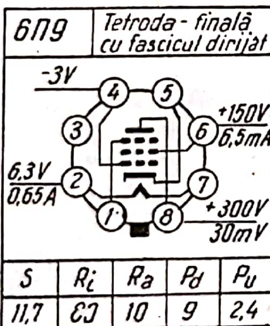
S	Ri	Ra	Pd	Pu
5,9	32,5	-	20	-



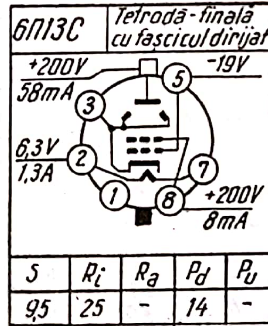
S	Pd	Cintr	Cies	Cga
4,2	4,1	7,5	8,5	0,3



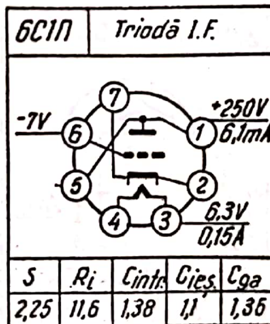
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
2,2	11,6	1	0,6	1,4



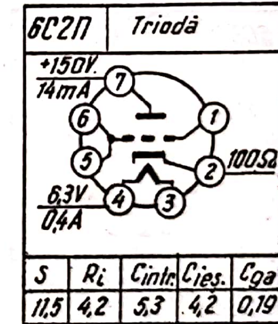
S	Ri	Ra	Pd	Pu
11,7	[illegible]	10	9	2,4



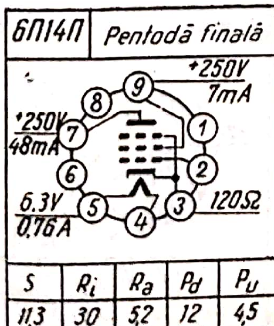
S	Ri	Ra	Pd	Pu
9,5	25	-	14	-



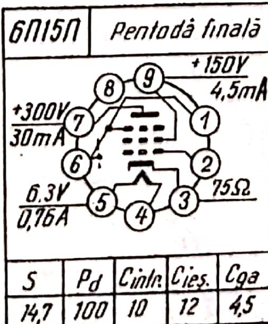
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
2,25	11,6	1,38	1,1	1,36



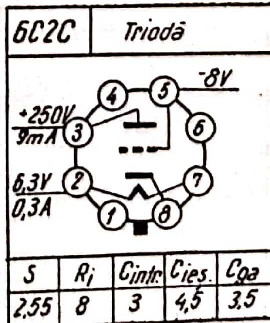
S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
11,5	4,2	5,3	4,2	0,19



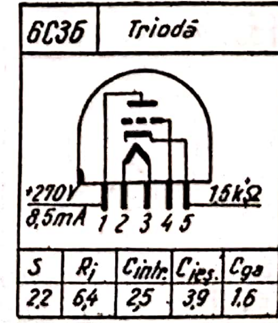
S	Ri	Ra	Pd	Pu
11,3	30	5,2	12	4,5



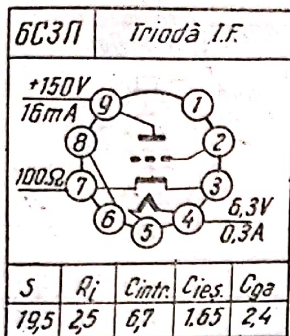
S	Pd	Cintr.	Cieș.	Cga
14,7	100	10	12	4,5



S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
2,55	8	3	4,5	3,5

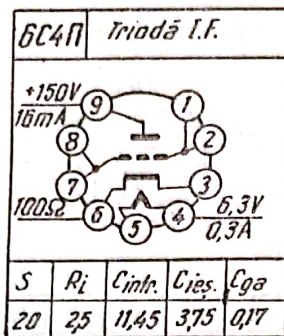


S	Ri	Cintr.	Cieș.	Cga
2,2	6,4	2,5	3,9	1,6



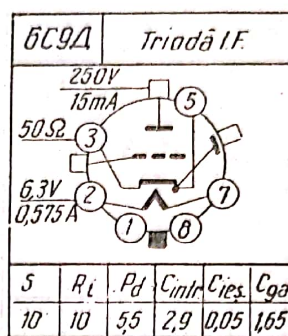
6С3П Triodă I.F.

S	R_i	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
19,5	2,5	6,7	1,65	2,4



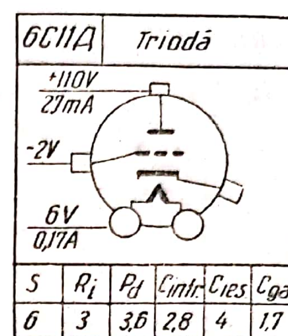
6С4П Triodă I.F.

S	R_i	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
20	25	11,45	3,75	0,17



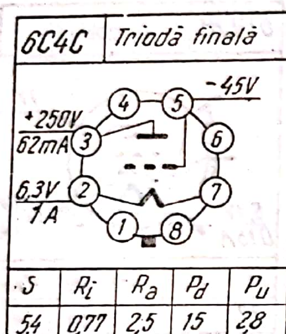
6С9Д Triodă I.F.

S	R_i	P_d	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
10	10	5,5	2,9	0,05	1,65



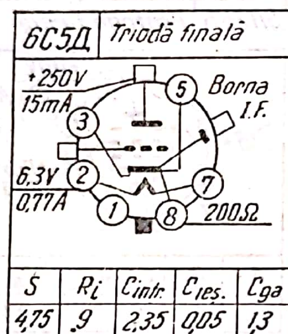
6С11Д Triodă

S	R_i	P_d	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
6	3	3,6	2,8	4	1,7



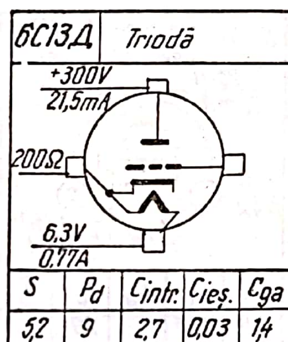
6С4С Triodă finală

S	R_i	R_a	P_d	P_u
5,4	0,77	2,5	15	2,8



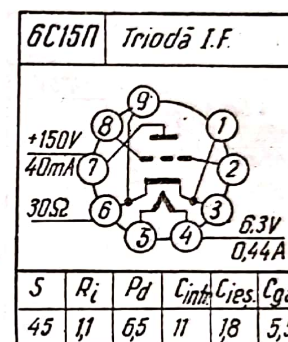
6С5Д Triodă finală

S	R_i	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
4,75	9	2,35	0,05	1,3



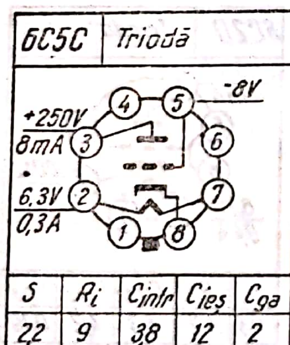
6С13Д Triodă

S	P_d	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
5,2	9	2,7	0,03	1,4



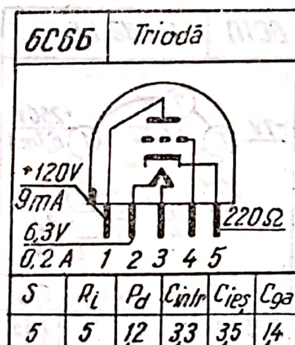
6С15П Triodă I.F.

S	R_i	P_d	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
45	1,1	6,5	11	1,8	5,5



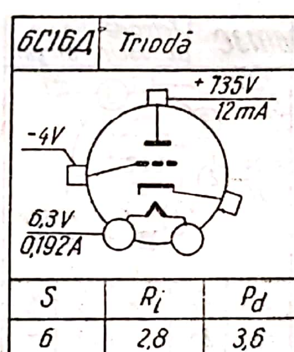
6С5С Triodă

S	R_i	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
22	9	3,8	12	2



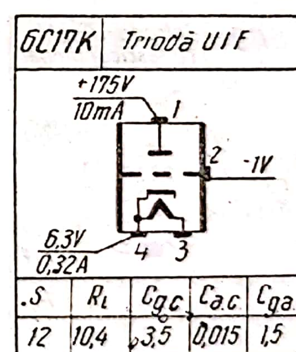
6С6Б Triodă

S	R_i	P_d	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
5	5	1,2	3,3	3,5	1,4



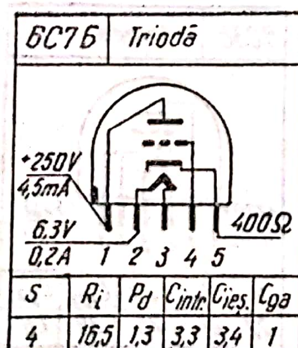
6С16Д Triodă

S	R_i	P_d
6	2,8	3,6



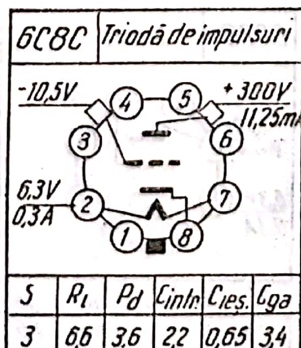
6С17К Triodă UIF

S	R_i	C_{gc}	C_{ac}	C_{ga}
12	10,4	3,5	0,015	1,5



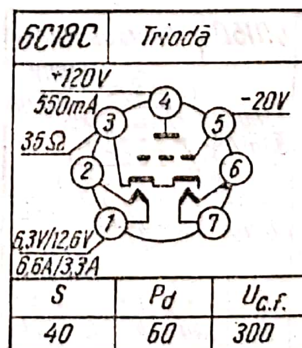
6С7Б Triodă

S	R_i	P_d	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
4	16,5	1,3	3,3	3,4	1



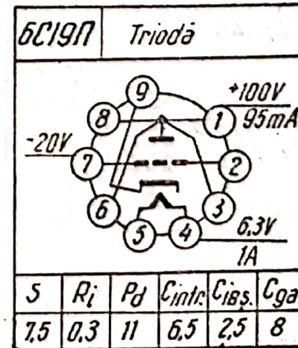
6С8С Triodă de impulsuri

S	R_i	P_d	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
3	6,6	3,6	2,2	0,65	3,4



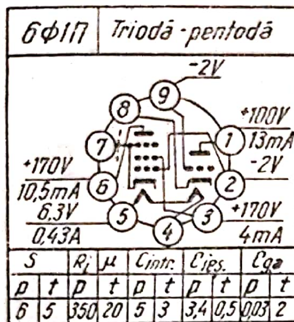
6С18С Triodă

S	P_d	$U_{c.f.}$
40	60	300

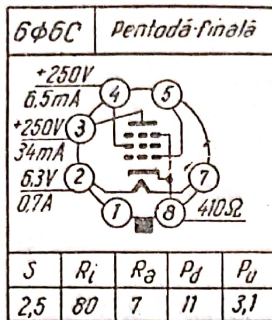


6С19П Triodă

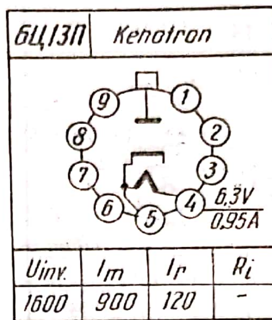
S	R_i	P_d	C_{intr}	C_{ies}	C_{ga}
7,5	0,3	11	6,5	2,5	8



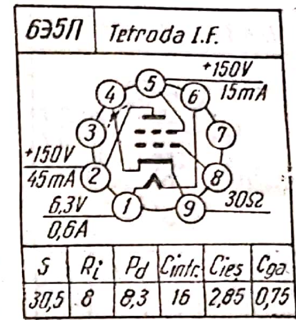
S		Ri		μ		Cintr.		Cieş.		Cga	
p	t	p	t	p	t	p	t	p	t	p	t
6	5	350	20	5	3	3,4	0,5	0,03	2		



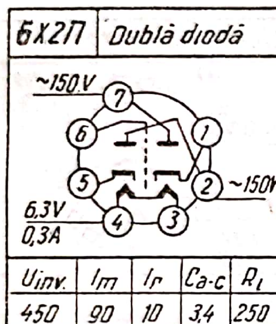
S	Ri	Ra	Pd	Pu
2,5	80	7	11	3,1



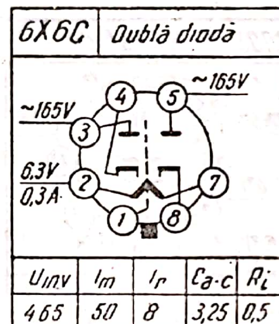
Uinv.	Im	Ir	Ri
1600	900	120	–



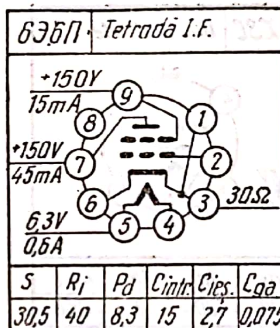
S	Ri	Pd	Cintr.	Cieş	Cga
30,5	8	8,3	16	2,85	0,75



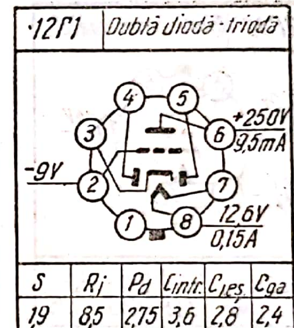
Uinv.	Im	Ir	Ca-c	Ri
450	90	10	3,4	250



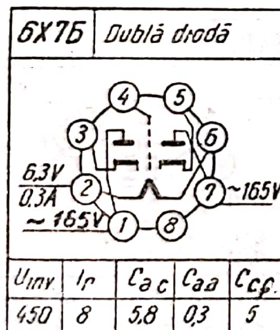
Uinv	Im	Ir	Ca-c	Ri
465	50	8	3,25	0,5



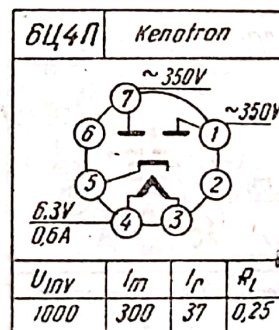
S	Ri	Pd	Cintr.	Cieş.	Cga
30,5	40	8,3	15	2,7	0,075



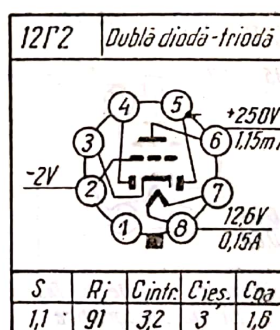
S	Ri	Pd	Cintr.	Cieş	Cga
19	8,5	2,75	3,6	2,8	2,4



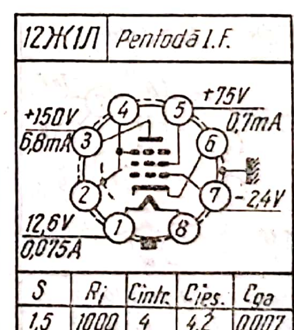
Uinv	Ir	Ca c	Caa	Ccf.
450	8	5,8	0,3	5



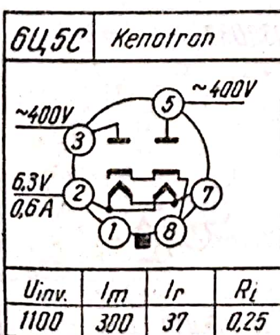
Uinv	Im	Ir	Ri
1000	300	37	0,25



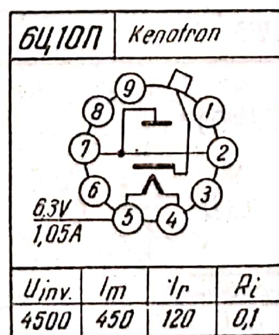
S	Ri	Cintr.	Cieş.	Cga
1,1	91	3,2	3	1,6



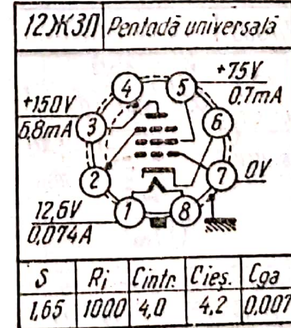
S	Ri	Cintr.	Cieş.	Cga
1,5	1000	4	4,2	0,007



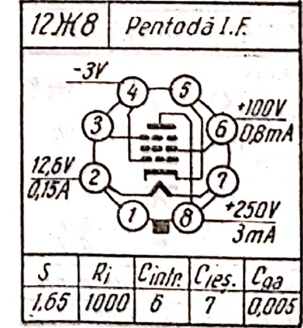
Uinv.	Im	Ir	Ri
1100	300	37	0,25



Uinv.	Im	Ir	Ri
4500	450	120	0,1



S	Ri	Cintr.	Cieş.	Cga
1,65	1000	4,0	4,2	0,007



S	Ri	Cintr.	Cieş.	Cga
1,65	1000	6	7	0,005

12K3 — Pentodă I.F.

S	R_i	$C_{intr.}$	$C_{ies.}$	C_{ga}
2	800	6	7	0,003

12K4 — Pentodă I.F.

S	R_i	$C_{intr.}$	$C_{ies.}$	C_{ga}
4,7	900	8,5	7	0,005

8Л029 — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor, mm/v	
$V_1-V_2=0,17$	$O_1-O_2=0,23$

13Л02C — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor, mm/v
0,025

12C3C — Triodă-generatoare

S	R_i	$C_{intr.}$	$C_{ies.}$	C_{ga}
3	4,2	1,55	0,65	1,15

12X3C — Dublă diodă

$U_{inv.}$	I_m	I_r	C_{a-c}
100	20	2	0,48

13Л03И — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor, mm/v	
$V_1-V_2=0,45$	$O_1-O_2=0,55$

13Л04 — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor, mm/v	
$V_1-V_2=0,2$	$O_1-O_2=0,25$

5Л038 — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor mm/v	
$V_1-V_2=0,11$	$O_1-O_2=3$

6ЛК1Б — Cinescop pentru proiecţie

Focalizarea şi deflecţia fasciculului magnetice

13Л05A — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor, mm/v
0,035

13Л06И — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor, mm/v	
$V_1-V_2=0,27$	$O_1-O_2=0,32$

7Л01A — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor, mm/v	
$V_1-V_2=0,09$	$O_1-O_2=0,1$

7Л055 — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor, mm/v	
$V_1-V_2=0,14$	$O_1-O_2=0,16$

13Л036 — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor, mm/v	
$V_1-V_2=0,38$	$O_1-O_2=0,45$

13Л037 — Tub catodic

Sensibilitatea plăcilor, mm/v	
$V_1-V_2=0,37$	$O_1-O_2=0,43$

13Л054 — Tub catodic

+8kV, +6kV, +3,5kV, +200÷400V, 125÷375V, 6,3V 0,6A, +1,5kV, O_1, O_2, V_2, V_1

Sensibilitatea plăcilor, mm/v	
$V_1 - V_2 = 0,18$	$O_1 - O_2 = 0,2$

13Л0104А — Tub catodic

+550÷850V, V_1, O_2, +400V, -50÷150V, 6,3V/0,6A, +18kV, +12kV, +8kV, +4kV, V_2, O_1

Sensibilitatea plăcilor, mm/v	
$V_1 - V_2 = 0,13$	$O_1 - O_2 = 0,16$

30Ц1М — Kenotron

~250V, 30V 0,3A

Uinv.	Im	Ir	Ri
500	500	90	0,15

30Ц6С — Kenotron

~150V, ~150V, 30V 0,3A

Uinv.	Im	Ir	Ri
500	500	60	0,15

18ЛК4Б — Cinescop

+4kV, -15÷60V, 6,3V 0,6A

Focalizarea și deflexia fasciculului - magnetice.

18ЛК5Б — Cinescop

+4kV, -25÷75V, 6,3V 0,55A

Focalizarea și deflexia fasciculului - magnetice

31ЛК2Б — Cinescop

+10kV, -30÷80V, 6,3V 0,6A

Focalizarea și deflexia fasciculului - magnetice.

35ЛК2Б — Cinescop

-100÷+425V, +12kV, +300V, -30÷90V, 6,3V 0,6A

Focalizarea - electrostatică. Devierea fasciculului - magnetică

18ЛК1Б — Cinescop

+4kV, -15÷60V, 6,3V 0,55A

Focalizarea și deflexia fasciculului - magnetice

18Л040Б — Cinescop

+1,6÷2,1kV, +6kV, -72÷168V, 6,3V 0,6A

Focalizarea și devierea fasciculului - electrostatice.

40ЛК1Б — Cinescop

+12kV, -40÷100V, 6,3V 0,55A

Focalizarea și deflexia fasciculului - magnetice.

43ЛК2Б — Cinescop

-100÷+425V, +14kV, +300V, -30÷90V, 6,3V 0,6A

Focalizarea - electrostatică. Devierea fasciculului - magnetică

23ЛК1Б — Cinescop

+8kV, -35÷75V, 6,3V 0,55A

Focalizarea și deflexia fasciculului - magnetice.

30П1С — Tetrodă - finală fascicul dirijat

+110V 12mA, +110 70mA, -7,5V, 30V 0,3A

S	Ri	Ra	Pd	Pu
10	9	1,8	7	0,5

43ЛК3Б — Cinescop

-100÷+425V, +14kV, +300V, -30÷90V, 6,3V 0,6A

Focalizarea - electrostatică. Devierea fasciculului - magnetică.

43ЛК6Б — Cinescop

-100÷+425V, +14kV, +300V, -30÷90V, 6,3V 0,55A

Focalizarea - electrostatică. Devierea fasciculului - magnetică.

43ЛК7Б Cinescop

-100÷+25V; +14kV; +300V; -30÷90V; 6,3V 0,66A

Focalizarea electrostatică. Devierea fasciculului magnetică.

53ЛК2Б Cinescop

-100÷+425V; +16kV; +300V; -30÷90V; 6,3V 0,6A

Focalizarea electrostatică. Devierea fasciculului magnetică.

СГ3С Stabilitron

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
127	105	5÷40

СГ4С Stabilitron

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
180	150	5÷30

53ЛК5Б Cinescop

-100÷+425V; +16kV; +300V; -30÷90V; 6,3V 0,55A

Focalizarea electrostatică. Devierea fasciculului magnetică.

Г-807 Tetrodă cu fascicul dirijat generatoare

10kΩ; +600V 100mA; +200V 40mA; 6,3V 0,9A

S	R_i	R_a	P_d	P_u
6	-	-	25	28

СГ5Б Stabilitron

1 2 3

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
180	150	5÷10

СГ13П Stabilitron

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
175	150	5÷30

ГУ-50 Pentodă generatoare

0V; +250V; +800V 150mA; -100V; 12,6V 0,765A; Contact

S	R_i	R_a	P_d	P_u
4	-	-	40	60

СГ1П Stabilitron

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
180	150	5÷30

СГ15П Stabilitron

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
150	105	5÷30

СГ16П Stabilitron

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
130	83	5÷30

СГ2П Stabilitron

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
133	108	5÷30

СГ2С Stabilitron

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
105	75	5÷40

СГ202Б Stabilitron

1 2 3

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
135	84	1,5÷5

СГ301С Stabilizator cu descărcare-corona

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
430	390	0,003÷0,1

СГ302С — Stabilizator cu descărcare-corona

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
970	900	0,003÷0,1

СГ303С — Stabilizator cu descărcare-corona

U_{apr}	U_{st}	I_{st}
1320	1250	0,01÷0,1

0,85Б5,5-12 — Stabilizator curent

U_{st}	I_{st}
5,5÷12	0,78÷0,92

1Б5-9 — Stabilizator curent

U_{st}	I_{st}
5÷9	0,96÷1,04

СО-242 — Heptodă-schimbătoare

+70V 2,2mA; +120V 2,2mA; 2V 0,16A; 0V

S_c	S_h	R_i	C_{intr}	$C_{ieș}$	C_{ga}
0,45	-	150	9,6	114	0,45

УО-18С — Triodă finală

+250V 57mA; 4V 1A; -37,5V

S	R_i	R_a	P_d	P_u
3,2	1,2	3	15	1,5

1Б10-17 — Stabilizator curent

U_{st}	I_{st}
10÷17	0,96÷1,04

a

0,24Б12-18 — Stabilizator de curent

U_{st}	I_{st}
12÷18	0,248÷0,263

0,3Б17-35 — Stabilizator de curent

U_{st}	I_{st}
17÷35	0,275÷0,325

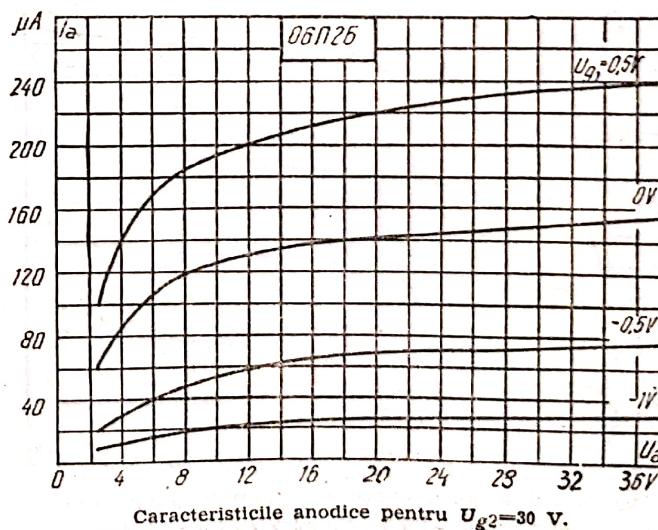
0,3Б65-135 — Stabilizator curent

U_{st}	I_{st}
65÷135	0,27÷0,33

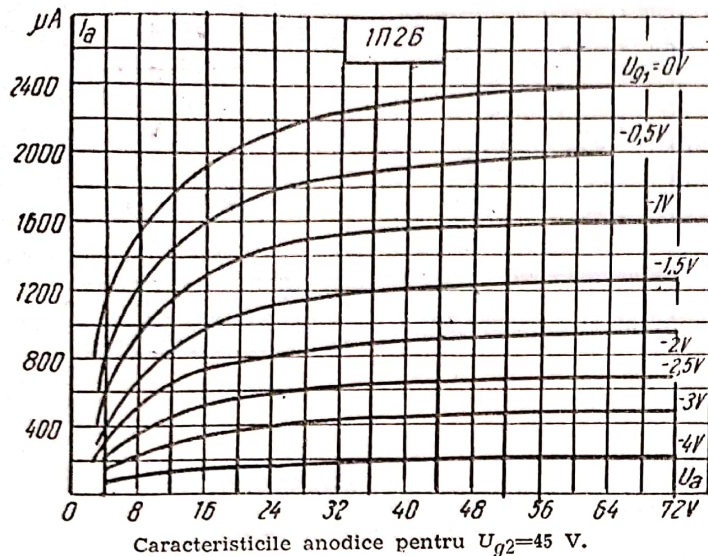
0,425Б5,5-12 — Stabilizator curent

U_{st}	I_{st}
5,5÷12	0,39÷0,46

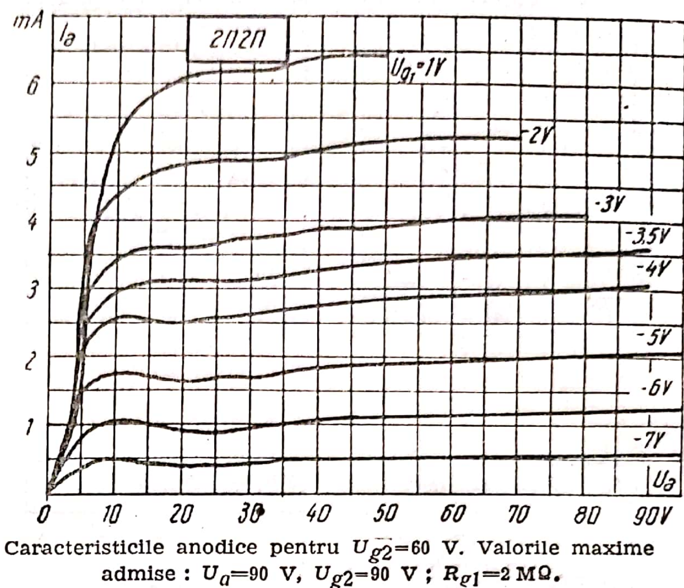
Caracteristicile tuburilor finale



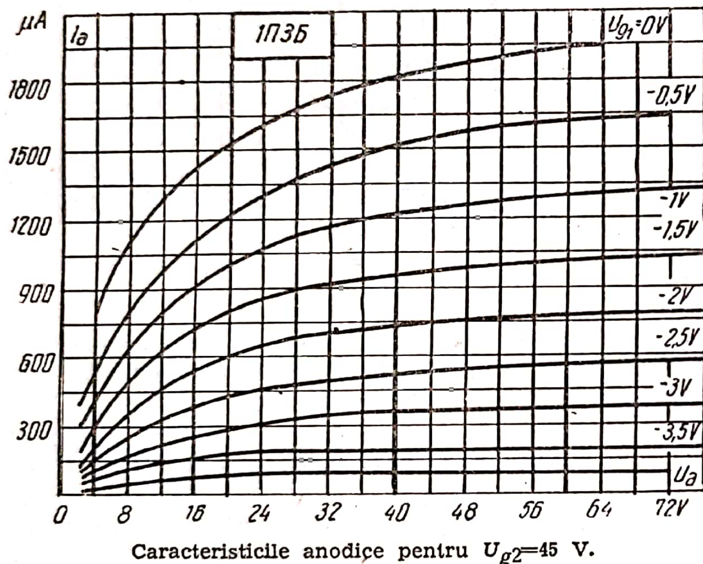
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=30 V.



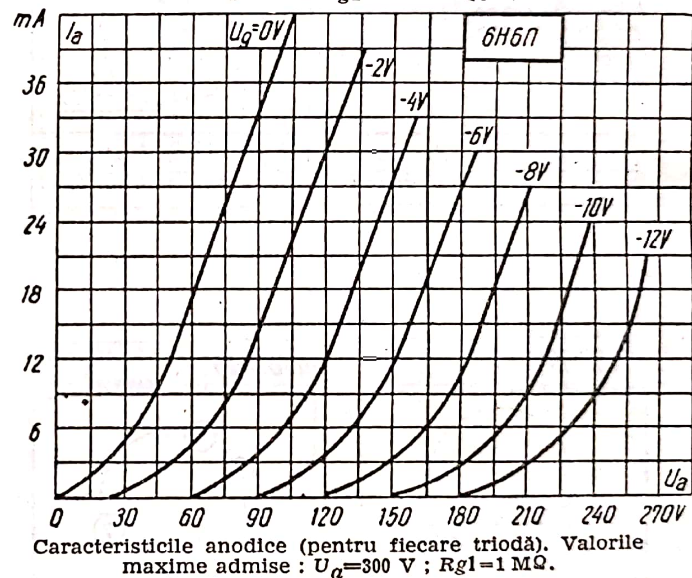
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=45 V.



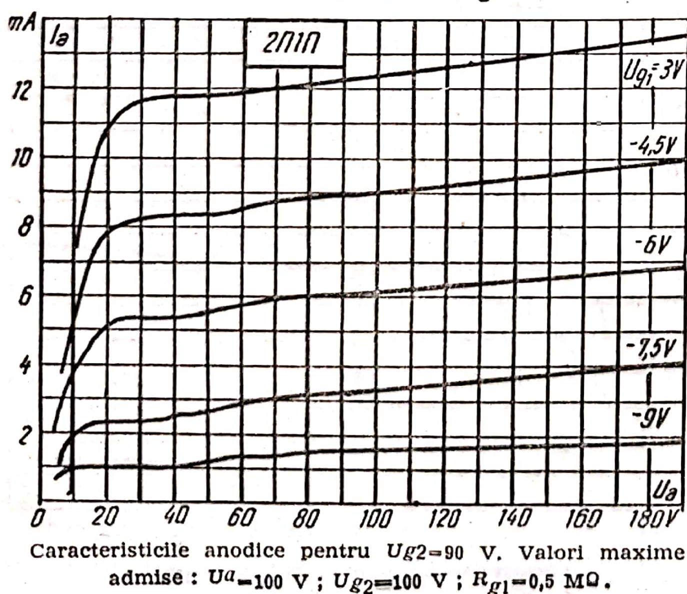
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=60 V. Valorile maxime admise : U_a=90 V, U_{g2}=90 V ; R_{g1}=2 MΩ.



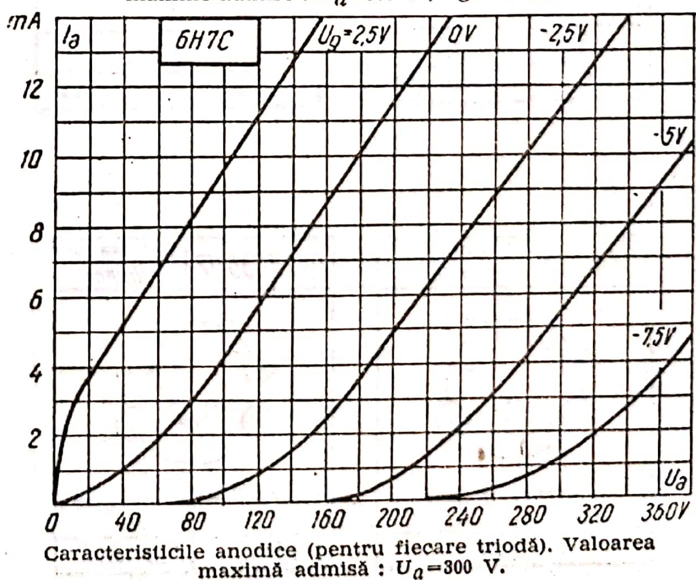
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=45 V.



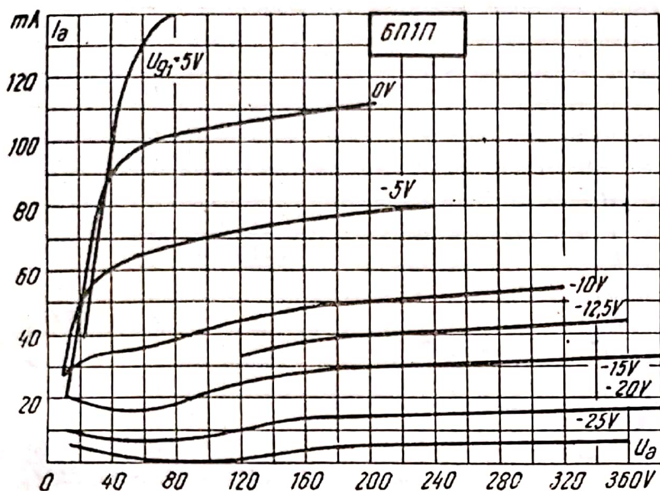
Caracteristicile anodice (pentru fiecare triodă). Valorile maxime admise : U_a=300 V ; Rg1=1 MΩ.



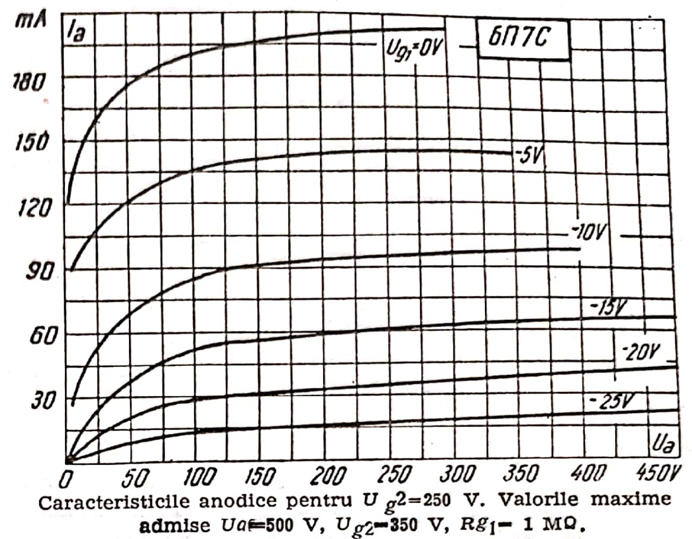
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=90 V. Valori maxime admise : U_a=100 V ; U_{g2}=100 V ; R_{g1}=0,5 MΩ.



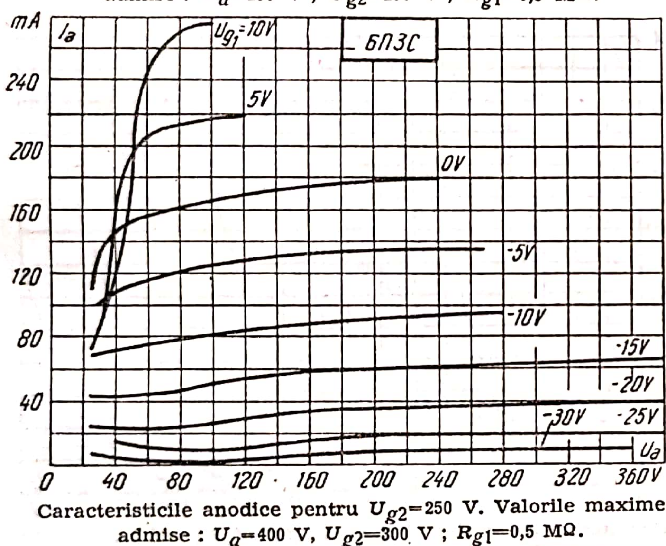
Caracteristicile anodice (pentru fiecare triodă). Valoarea maximă admisă : U_a=300 V.



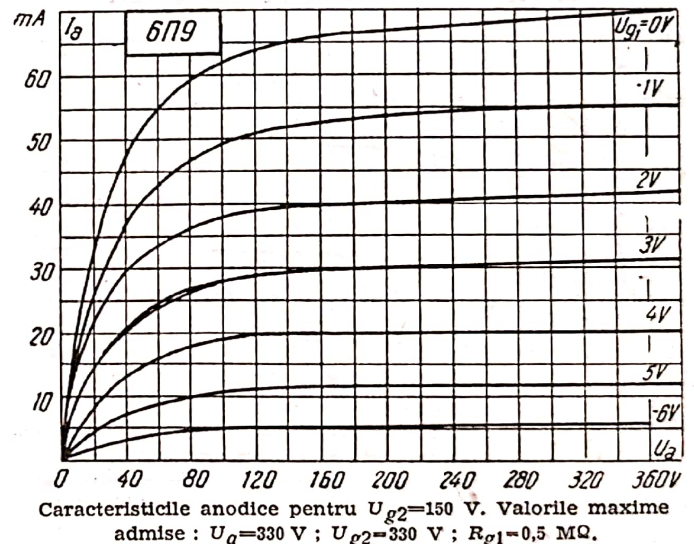
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=250 V. Valorile maxime admise : U_a=250 V ; U_{g2}=250 V ; R_{g1}=0,5 MΩ.



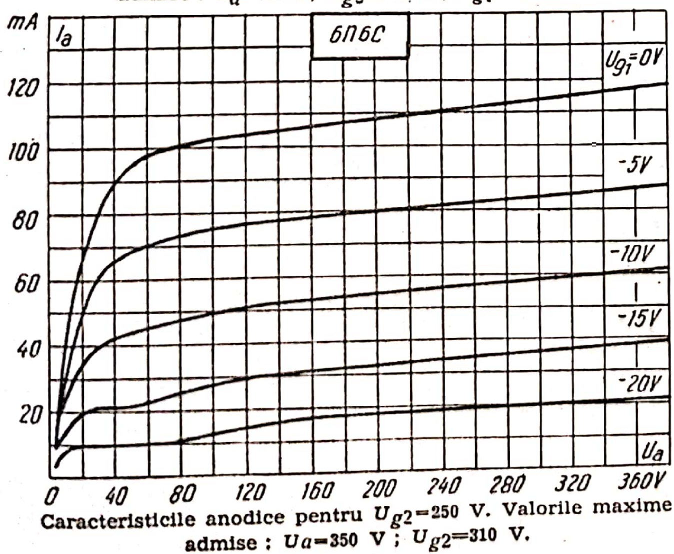
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=250 V. Valorile maxime admise U_a=500 V, U_{g2}=350 V, R_{g1}= 1 MΩ.



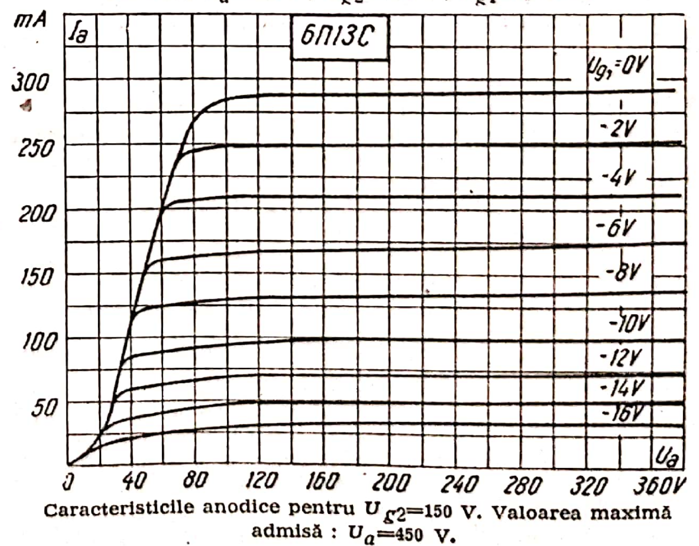
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=250 V. Valorile maxime admise : U_a=400 V, U_{g2}=300 V ; R_{g1}=0,5 MΩ.



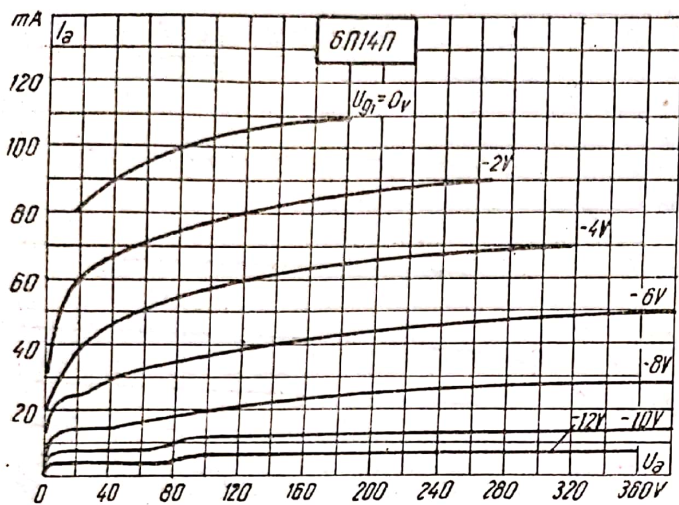
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=150 V. Valorile maxime admise : U_a=330 V ; U_{g2}=330 V ; R_{g1}=0,5 MΩ.



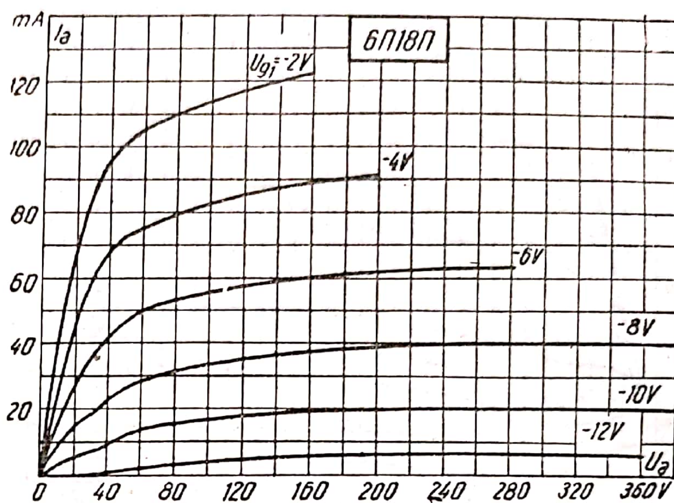
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=250 V. Valorile maxime admise : U_a=350 V ; U_{g2}=310 V.



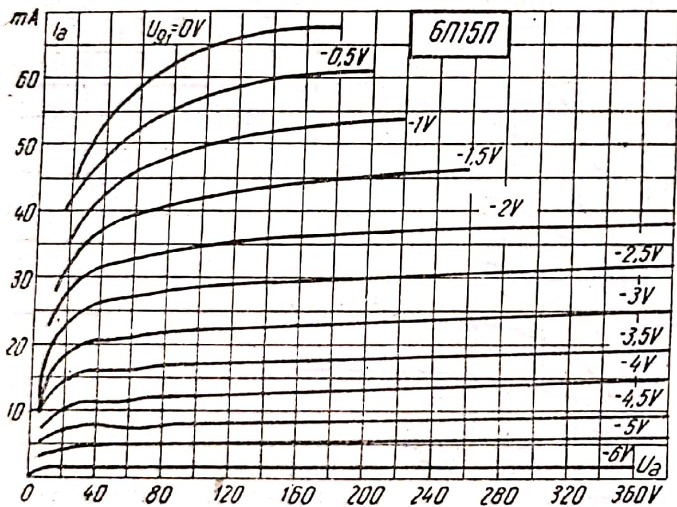
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=150 V. Valoarea maximă admisă : U_a=450 V.



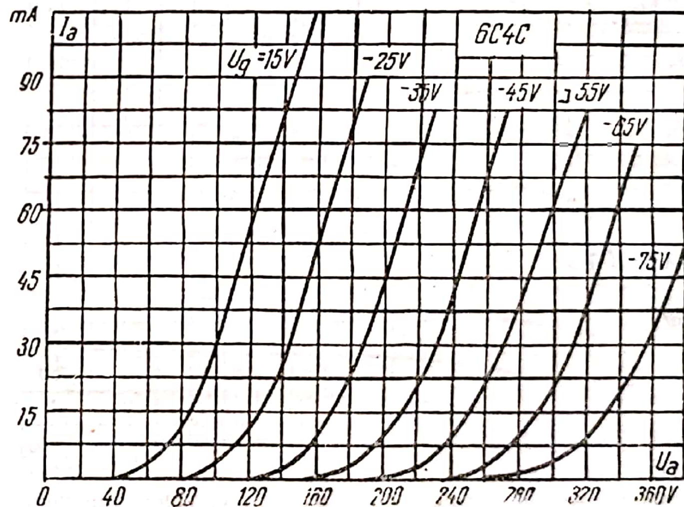
Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=250 V. Valorile maxime admise : U_a=300 V, U_{g2}=300 V ; R_{g1}=0,3 MΩ.



Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=170 V. Valorile maxime admise : U_a=250 V ; U_{g2}=250 V ; R_{g1}=1 MΩ.



Caracteristicile anodice pentru U_{g2}=150 V. Valorile maxime admise : U_a=330 V ; U_{g2}=330 V ; R_{g1}=1 MΩ.



Caracteristicile anodice. Valoarea maximă admisă : U_a=360 V.

AMPLIFICATOARE DE JOASĂ FRECVENȚĂ CU TUBURI ELECTRONICE

8-1. INDICII DE BAZĂ AI AMPLIFICATOARELOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

1. **Coeficientul de amplificare.** Se pot distinge coeficienți de amplificare în tensiune, în curent și în putere. Pentru schemele cu tuburi electronice cel mai folosit în practică este coeficientul de amplificare în tensiune, care reprezintă raportul dintre tensiunea de ieșire a amplificatorului, sau a unui etaj al acestuia, și tensiunea de intrare,

$$K=\frac{U_{ieș}}{U_{intr}}.$$

Coeficientul de amplificare poate fi exprimat în decibeli:

$$K_{dB}=20 \lg K.$$

In cazul mai multor etaje coeficientul de amplificare total va fi:

$$K_{tot}=K_1K_2K_3\ldots K_n,$$

sau în decibeli

$$K_{tot\,dB}=K_{1dB}+K_{2dB}+K_{3dB}+\ldots+K_{ndB}.$$

2. **Puterea nominală de ieșire** este puterea maximă în sarcina amplificatorului pentru care distorsiunile nu depășesc valoarea admisă. Puterea se determină cu ajutorul relației

$$P=\frac{U_{ieș}^2}{Z}\quad [\mathrm{W}],$$

în care: $U_{ieș}$ este tensiunea de ieșire pe sarcina amplificatorului, V;

Z — impedanța de sarcină, Ω.

3. **Puterea normală de ieșire** reprezintă 0,1 din valoarea puterii maxime de ieșire.

4. **Tensiunea nominală de ieșire** este tensiunea efectivă pe sarcina amplificatorului, corespunzătoare puterii nominale de ieșire.

5. **Tensiunea normală de ieșire** este tensiunea pe sarcina amplificatorului, corespunzătoare puterii normale de ieșire. Ea se determină cu formula:

$$U_{norm}=\sqrt{0,1P\cdot Z}.$$

6. **Banda de trecere a frecvențelor** (banda de trecere) este acel domeniu al frecvențelor în limitele căruia variațiile coeficientului de amplificare nu depășesc valorile stabilite. De obicei la frecvențele limită F_{max} și F_{min} se admite micșorarea coeficientului de amplificare cu 3 dB față de valoarea acestuia la frecvențele medii.

7. **Gama dinamică a amplitudinilor** este raportul dintre amplitudinile tensiunii (puterii) maxime și minime a semnalului. Nivelul inferior al gamei dinamice este limitat de zgomotul propriu al amplificatorului, iar nivelul superior, de distorsiunile ce se produc datorită neliniarității caracteristicilor tubului. O transmisie satisfăcătoare se obține atunci cînd sînt reproduse puteri al căror raport este de ordinul 10^6, tensiunile transmise în acest caz diferă între ele de 10^3 ori, iar gama dinamică a amplificatorului este egală cu 60 dB.

8. **Rezistența de intrare a amplificatorului** este rezistența dintre bornele de intrare pentru curentul alternativ; ea reprezintă sarcina pentru sursa de semnal de joasă frecvență. Rezistența de intrare depinde de frecvența tensiunii de intrare. Valoarea acestei rezistențe se alege în funcție de proprietățile sursei de semnal. In majoritatea cazurilor, rezistența de intrare este bine să fie cît mai mare pentru a mări tensiunea de semnal aplicată de sursă la intrarea amplificatorului. Rezistența de intrare a amplificatorului ce urmează după detector în radioreceptor, în picup sau magnetofon trebuie să fie de cel puțin 0,5 MΩ.

9. **Caracteristica amplitudine-frecvență (curba de răspuns)** este reprezentata de variația coeficientului de amplificare în funcție de frecvență sau — ceea ce este același lucru — de variația tensiunii de ieșire în funcție de frecvență, în cazul în care valoarea tensiunii de joasă frecvență aplicată la bornele de intrare ale amplificatorului rămîne constantă.

Procedeul de obținere a curbei de răspuns. La bornele de intrare ale amplificatorului se aplică de la generatorul de joasă frecvență o tensiune de 0,25 V cu frecvența 1000 Hz. Cu ajutorul potențiometrului de volum se stabilește tensiunea normală pe sarcina amplificatorului sau 0,25 din tensiunea nominală de ieșire. Potențiometrul de ton se așază în poziția corespunzătoare benzii de trecere celei mai largi. Apoi, variind frecvența generatorului și menținînd constantă tensiunea la bornele de intrare ale amplificatorului, se ridică curba ce reprezintă variația tensiunii de ieșire în funcție de frecvență. Făcînd raportul dintre tensiunile de ieșire obținute și tensiunea de intrare constantă, se poate trasa curba

ce indică variația coeficientului de amplificare in funcție de frecvență. Pe axa ordonatelor, de obicei, se notează variația tensiunii de ieșire U în decibeli sau a coeficientului de amplificare K la frecvența dată, în comparație cu tensiunea de ieșire U_{1000} sau amplificarea K_{1000} corespunzătoare frecvenței de 1000 Hz. Această variație se calculează cu formula

$$20 \lg \frac{U}{U_{1000}} = 20 \lg \frac{K}{K_{1000}} .$$

10. **Distorsiunile de frecvență** sînt datorate modificării coeficientului de amplificare la diferite frecvențe. Gradul de deformare la diferite frecvențe se exprimă prin coeficientul de distorsiuni de frecvență, care este egal cu raportul dintre coeficientul de amplificare la frecvența medie și coeficientul de amplificare la frecvența dată. Coeficientul de distorsiuni de frecvență în gama frecvențelor audio inferioare este egal cu

$$M_{inf} = \frac{K_{med}}{K_{inf}} ,$$

iar în gama frecvențelor audio superioare:

$$M_{sup} = \frac{K_{med}}{K_{sup}} ,$$

unde K_{med}, K_{inf} și K_{sup} sînt coeficienții de amplificare la frecvențele medie, inferioară și superioară.

Procedeul de măsurare. De la generatorul de joasă frecvență se aplică la bornele de intrare ale amplificatorului o tensiune de 0,25 V cu frecvența 1000 Hz și cu ajutorul potențiometrului de volum se stabilește o tensiune egală cu cea normală pe sarcina amplificatorului. Apoi se acordează generatorul pe frecvența limită a gamei și, fără a varia tensiunea de intrare și poziția potențiometrului de volum, se măsoară din nou tensiunea pe sarcina amplificatorului. Raportul celor două tensiuni, exprimat în unități relative sau în decibeli, va indica tocmai coeficientul de distorsiuni de frecvență.

Coeficientul de distorsiuni se poate determina și din curba de răspuns a amplificatorului.

11. **Distorsiunile de neliniaritate** sînt datorate existenței în schema amplificatoarelor a elementelor neliniare (tuburi electronice, transformatoare sau bobine de șoc cu miez de fier etc.). Distorsiunile de neliniaritate se manifestă prin aceea că la ieșirea amplificatorului iau naștere frecvențe noi (armonice și bătăi) care nu existau în semnalul de intrare. Cele mai importante în practică sînt armonica a doua și a treia.

C o e f i c i e n t u l d e d i s t o r s i u n i d e n e l i n i a r i t a t e este egal cu raportul dintre radicalul din suma patratelor tensiunilor de ieșire ale tuturor armonicelor superioare, apărute ca rezultat al distorsiunilor de neliniaritate, și tensiunea de ieșire de frecvență fundamentală, în cazul aplicării la intrarea amplificatorului a unui semnal sinusoidal:

$$\delta = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{U_1} .$$

Procedeul de măsurare. Coeficientul de distorsiuni de neliniaritate în banda de trecere a amplificatorului se măsoară la frecvențele de 50, 100, 200, 400, 1000, 2000 și 5000 Hz. La bornele de intrare ale amplificatorului se aplică de la generatorul de joasă frecvență o tensiune de 0,25 V cu una din frecvențele indicate. Cu ajutorul potențiometrului de volum se stabilește pe sarcina amplificatorului o tensiune egală cu cea nominală, iar potențiometrul de ton se așază în poziția de amplificare maximă a frecvențelor limită. Apoi cu ajutorul analizorului de armonice se măsoară tensiunile de ieșire a frecvenței fundamentale și ale tuturor armonicelor existente. Coeficientul de distorsiuni de neliniaritate se calculează cu formula dată mai înainte. In cazul în care nu dispunem de un analizor de armonice, coeficientul de distorsiuni de neliniaritate poate fi determinat cu ajutorul aparatului pentru măsurarea distorsiunilor de neliniaritate, care măsoară direct valoarea δ în procente, însă nu permite măsurarea tensiunilor de ieșire ale diferitelor armonice.

In cazul în care la intrarea amplificatorului se aplică două sau mai multe oscilații sinusoidale cu frecvențe diferite, la ieșirea amplificatorului apar, datorită distorsiunilor de neliniaritate, nu numai armonice ale acestora, ci și oscilații cu frecvențe de combinație egale cu suma și diferența frecvențelor fundamentale înmulțite cu numere întregi (1, 2, 3). Acest fenomen se mai numește și „modulație mutuală" (intermodulație). Caracteristicile calitative speciale pentru oscilațiile de combinație sînt întrebuințate rar, deoarece apariția lor este condiționată de neliniaritatea amplificatorului, ori aceasta este caracterizată suficient de bine cu ajutorul distorsiunilor de neliniaritate.

12. **Reglajul manual al volumului** se apreciază după gama de variație a coeficientului de amplificare în cazul rotirii complete a cursorului potențiometrului de volum. Pentru majoritatea amplificatoarelor aceasta trebuie să fie de cel puțin 40 dB.

Procedeul de măsurare. Avînd potențiometrul de volum in poziția de amplificare maximă, se aplică la bornele de ieșire ale amplificatorului tensiunea cu frecvența 400 sau 1000 Hz de la generatorul de joasă frecvență, în așa fel încît pe sarcina amplificatorului să se obțină tensiunea de ieșire normală. După aceasta, potențiometrul de volum se așază pe poziția de amplificare minimă și se mărește tensiunea de la generatorul de joasă frecvență pînă cînd pe sarcina amplificatorului se va obține din nou tensiunea corespunzătoare puterii normale de ieșire.

Raportul dintre tensiunile generatorului de joasă frecvență, in cazul amplificării maxime și minime, exprimat în decibeli, caracterizează gama de reglaj a volumului.

13. **Efectul reglajului de ton** se determină după variațiile caracteristicii amplitudine-frecvență a amplificatorului pentru diferitele poziții ale potențiometrelor de ton.

Procedeul de determinare. La bornele de intrare ale amplificatorului se aplică de la generatorul de joasă frecvență o tensiune de 0,25 V cu frecvența 1000 Hz. Potențiometrele de ton se așază în poziția in care amplificarea frecvențelor superioare și inferioare este maximă, iar cu ajutorul potențiometrului de volum se stabilește pe sarcina amplificatorului tensiunea normală. Variind apoi frecvența generatorului in limitele gamei date și menținind constantă tensiunea la intrare se determină caracteristica de variație a tensiunii la ieșire în funcție de frecvență.

După aceasta, fără a varia poziția potențiometrului de volum, se așază potențiometrele de ton în poziția de amplificare minimă a frecvențelor superioare și inferioare (banda de trecere cea mai îngustă) și din nou se determină caracteristica de variație a tensiunii de ieșire în funcție de frecvență. După datele obținute se trasează curbele care arată efectul reglajului de ton.

Uneori se ridică caracteristicile pentru diferite poziții limită ale potențiometrelor. Unul, în poziție de amplificare maximă, celălalt, în poziție de atenuare maximă și invers.

14. **Limita de reglaj a tonului** este valoarea care indică de cîte ori putem să mărim sau să micșorăm cu ajutorul potențiometrului de ton amplificarea la frecvența dată. Cîteodată amplificările maximă și minimă la frecvența dată obținute pentru pozițiile limită ale potențiometrului de ton nu se compară între ele, ci se compară cu amplificarea la frecvența mijlocie a benzii de trecere (de obicei 1000 Hz).

Procedeul de măsurare este analog cu cel arătat anterior, însă diferă prin aceea că măsurările se execută la trei frecvențe: 1000 Hz și frecvențele limită ale benzii date. Se notează tensiunea de ieșire normală la frecvența 1000 Hz, cu potențiometrele de ton în poziția amplificării maxime pentru frecvențele maxime și minime. Se măsoară apoi tensiunea de ieșire pe frecvențele limită ale benzii date, pentru diferitele poziții ale potențiometrelor de ton, ținînd neschimbată poziția potențiometrului de volum.

Raportul dintre tensiunile obținute cu potențiometrele de ton în pozițiile limită (pe frecvența dată), exprimat în decibeli, indică limita de reglaj a tonului.

15. **Compensarea tonului în cazul reglajului de volum** reprezintă variația caracteristicii de frecvență a amplificatorului în funcție de poziția potențiometrului de volum. Compensarea are ca scop să realizeze o astfel de variație a caracteristicii de frecvență a amplificatorului în funcție de intensitatea sunetului, încît aceasta să corespundă variațiilor caracteristicilor de frecvență ale auzului omenesc la semnale de intensitate diferită.

Realizarea acestei compensări permite să se păstreze constantă perceperea de către auditori a timbrului sunetului atunci cînd potențiometrul de volum se află în diferite poziții.

Procedeul de determinare. De la generatorul de joasă frecvență se aplică la bornele de intrare ale amplificatorului o tensiune cu frecvența de 1000 Hz, astfel încît pe sarcina amplificatorului să se obțină tensiunea de ieșire nominală, potențiometrul de volum fiind sus pe poziția de amplificare maximă. Astfel se ridică caracteristica de frecvența a amplificatorului. Ridicarea caracteristicii de frecvență se repetă de cîteva ori, de fiecare dată micșorîndu-se cu ajutorul potențiometrului de volum tensiunea de ieșire cu cîte 10 dB. Pe baza datelor obținute se construiesc caracteristicile amplificatorului pentru diferitele poziții ale potențiometrului de volum. Acestea trebuie să corespundă aproximativ curbelor de volum egal. Aceasta se obține atunci cînd pentru fiecare variație cu 20 dB a tensiunii de frecvență 1000 Hz tensiunea variază cu 11 ± 2 dB la frecvența de 100 Hz.

16. **Nivelul efectului local** este raportul dintre tensiunea de efect local (brum) și tensiunea nominală la ieșirea amplificatorului.

Procedeul de măsurare. Tensiunea de brum se măsoară la ieșirea amplificatorului. Bornele de intrare trebuie să fie scurtcircuitate, iar potențiometrele de volum și ton se așază pe poziția de tensiune de brum maximă. Tensiunea măsurată, raportată la tensiunea de ieșire nominală și exprimată în decibeli, indică nivelul efectului local (de brum) al amplificatorului. Dacă amplificatorul are la ieșire un dispozitiv antibrum (de exemplu bobină antibrum în difuzor), atunci măsurarea tensiunii de brum se face înaintea acestui dispozitiv (pe înfășurarea secundară a transformatorului de ieșire).

17. **Rezistența de ieșire a amplificatorului** este rezistența în curent alternativ (de joasă frecvență) măsurată între bornele de ieșire ale amplificatorului, cu condiția ca sursa de semnal să fie conectată la intrarea amplificatorului, fără însă a debita tensiune (deci la intrarea amplificatorului este conectată rezistența internă a sursei de semnal, tensiunea fiind egală cu zero).

Rezistența de ieșire a amplificatorului șuntează difuzorul și îi atenuează astfel rezonanțele, ceea ce produce uniformizarea caracteristicii de frecvență a difuzorului. De aceea, rezistența de ieșire a amplificatorului trebuie să fie mică; la amplificatoarele de bună calitate aceasta este de ordinul zecimilor sau chiar sutimilor de ohm.

Dacă etajul final lucrează cu curenți de grilă, etajul precedent trebuie să aibă o rezistență de ieșire cît mai mică, necesară pentru a micșora distorsiunile de neliniaritate create de curenții de grilă.

8-2. CONSTRUCȚIA ȘI CALCULUL AMPLIFICATOARELOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

Amplificatoarele de joasă frecvență pentru amatori, care urmează să lucreze în radioreceptoare, televizoare sau ca amplificatoare separate, de exemplu pentru picupuri, se construiesc de obicei după schema-bloc indicată în fig. 8-1.

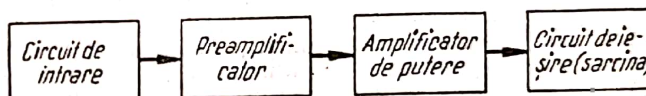


Fig. 8-1. Schema-bloc a amplificatorului de joasă frecvență.

Astfel de amplificatoare au întotdeauna un circuit de intrare calculat pentru o anumită valoare a tensiunii de intrare (sursă: microfon, cap de picup, etajul detector al receptorului etc.), un preamplificator (amplificator de tensiune), destinat pentru a mări tensiunea pînă la o anumită valoare necesară funcționării normale a etajului final, un amplificator de putere (etaj final), care transmite în circuitul de ieșire puterea necesară a semnalului util, și circuitul de ieșire sau sarcina amplificatorului (difuzor, linie de radioficare, cap de magnetofon etc.).

În funcție de destinație, amplificatorul poate avea unul sau mai multe etaje de preamplificare, un etaj simplu sau dublu amplificator de putere, precum și circuite de corecție sau de reacție negativă.

La calculul amplificatorului, de obicei, se cunoaște tensiunea sursei semnalului util, banda de frecvențe necesară a amplificatorului, coeficientul de distorsiuni de neliniaritate, impedanța și puterea (sau tensiunea) în sarcină. În afară de aceasta, este necesară să se cunoască valoarea distorsiunilor de frecvență, care să se distribuie corect pe diferitele etaje. Distorsiunile de frecvență sînt condiționate de existența elementelor reactive în schemă. În cazul în care distorsiunile de frecvență sînt apreciabile, tonul poate varia atît de mult încît cuvintele transmise nu mai sînt inteligibile, iar sunetul diferitelor instrumente muzicale este foarte greu de deosebit. Pentru reproducerea corectă, fără distorsiuni, a diferitelor programe este necesară o amplificare uniformă a tuturor frecvențelor în limitele benzii de frecvențe date. Totuși în practică nu se poate îndeplini întotdeauna această condiție. Experiența a arătat că distorsiunile de frecvență nu sînt sesizate de auz în cazul în care

valoarea lor la marginile benzii de trecere nu depășește 2—3 dB, adică atunci cînd se îndeplinește condiția :

$$0{,}7 \leqslant M \leqslant 1{,}45.$$

Deoarece coeficientul total al distorsiunilor de frecvență a amplificatorului, compus din mai multe etaje, se determină cu expresia :

$$M = M_1 M_2 M_3 \ldots M_n,$$

unde M_1, M_2 etc. sînt coeficienții distorsiunilor de frecvență ale diferitelor etaje luate separat, trebuie să se țină seama de distorsiunile de frecvență admise pentru fiecare etaj în parte, distorsiuni ce depind de destinația etajelor și de condițiile de funcționare.

Problema cea mai grea, atît din punct de vedere constructiv, cît și din punct de vedere economic, constă în asigurarea unor distorsiuni de frecvență minime în etajul de amplificare a puterii. De aceea, pentru a nu complica construcția transformatorului de ieșire, de obicei se admit pentru etajul final distorsiuni de frecvență de ordinul 3...5 dB. În acest caz în preamplificator trebuie să se introducă corecția caracteristicii de frecvență prin accentuarea frecvențelor joase și înalte. Astfel se compensează distorsiunile de frecvență.

Dacă preamplificatorul este format din mai multe etaje, distorsiunile de frecvență se distribuie în mod egal între ele. Ordinea de calcul a amplificatorului de joasă frecvență este următoarea.

Întîi se calculează etajul final și în funcție de tensiunea de excitație, necesară la intrarea sa și de tensiunea dată la intrarea preamplificatorului se calculează amplificarea etajului preamplificator și numărul de etaje necesare (cu rezerva respectivă pentru scăderea amplificării datorită introducerii corecției sau reacției negative). Apoi se dimensionează piesele diferitelor etaje începînd de la ieșire spre intrare.

Cîteodată este folositor să se mărească considerabil amplificarea etajelor preamplificatoare, pentru ca surplusul de amplificare să fie compensat prin reacție negativă puternică și prin aceasta să se micșoreze distorsiunile de neliniaritate, sau să se introducă reglajul tonului. În acest mod se poate schimba caracteristica de frecvență a amplificatorului în limitele benzii de trecere între ±10—15 dB.

8-3. PREAMPLIFICATORUL

Preamplificatorul amplifică tensiunea semnalului pînă la valoarea necesară la intrarea etajului final.

Etajul cu sarcină rezistivă

În etajul de amplificare în joasă frecvență cu sarcină rezistivă (fig. 8-2) ca sarcină în circuitul anodic al tubului servește rezistența activă R_a. Acest tip de amplificator are o schemă simplă, deoarece nu cere piese scumpe sau greu de procurat și asigură amplificare uniformă în banda de frecvențe de la 30—50 pînă la 12 000—15 000 Hz și chiar mai mult. O deficiență a acestuia este însă valoarea mare a rezistenței de ieșire, ceea ce exclude posibilitatea ca tubul din etajul următor să poată lucra cu curenți de grilă, precum și necesitatea unei tensiuni anodice relativ mari din cauza căderii de tensiune pe rezistența R_a. Într-un astfel de etaj se folosesc triode cu μ mare sau pentode. În primul caz, etajul poate asigura o amplificare de ordinul 50—70, iar în al doilea caz — pînă la 150—200.

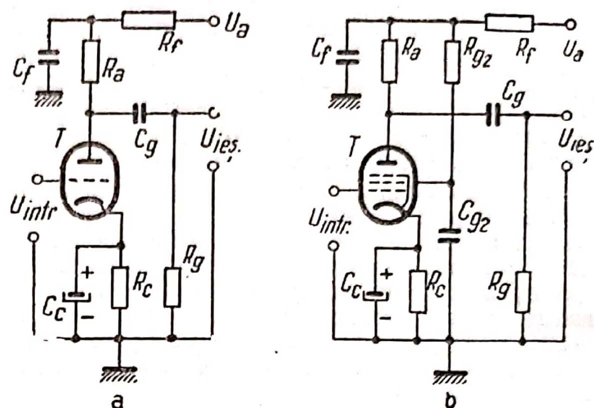


Fig. 8-2. Schemele tip ale etajului de amplificare a tensiunii de joasă frecvență cu sarcină rezistivă : a — cu triodă ; b — cu pentodă.

Calculul etajului amplificator cu sarcină rezistivă. Rezistența de sarcină R_a se alege în funcție de scăderea admisă a amplificării la frecvența limită superioară f_s în gama de frecvențe stabilită. În acest caz trebuie să se țină seama că o dată cu mărirea rezistenței R_a crește coeficientul de amplificare, însă în același timp se îngustează banda de trecere în domeniul frecvențelor audio superioare.

Pentru triodă rezistența de sarcină (kΩ) este :

$$R_a = (2 \ldots 5) R_i,$$

unde R_i este rezistența internă a tubului, kΩ. În cazul folosirii pentodei, rezistența de sarcină (kΩ) este :

$$R_a \approx 10^6 \frac{M_s^2 - 1}{2\pi f_s C_0},$$

unde M_s este coeficientul de distorsiuni de frecvență ;
f_s — frecvența limită superioară, kHz ;
$C_0 = C_{ieș} + C_{intr} + C_m$ — capacitatea montajului și a tubului, pF.

Dacă la frecvența limită superioară f_s este admisă o scădere a amplificării de 3 dB, atunci rezistența de sarcină a pentodei este (kΩ)

$$R_a \approx \frac{160 \cdot 10^3}{f_s \cdot C_0},$$

unde f_s este dată în kHz ;
C_0 — în pF.

Rezistența de grilă a tubului din etajul următor este :

$$R_g \approx 0{,}5 \ldots 1\ \mathrm{M\Omega}.$$

Atunci cînd etajul următor este un etaj final, R_g nu trebuie să depășească valoarea limită admisă pentru tubul respectiv, prevăzută în fișa tehnică a tubului sau în catalog.

Capacitatea (μF) condensatorului de cuplaj C_g se alege în funcție de scăderea admisă a amplificării la frecvența limită inferioară f_i a benzii de frecvențe date și

în funcție de mărimea rezistenței de grilă R_g a tubului din etajul următor, conform relației

$$C_g = \frac{159}{f_l R_g \sqrt{M_l^2 - 1}},$$

în care: M_l este coeficientul de distorsiuni de frecvență;
f_l — frecvența limită inferioară, Hz;
R_g — rezistența de grilă, kΩ.

Atunci cînd este admisă o scădere a amplificării cu 3 dB la frecvența limită inferioară, capacitatea condensatorului de cuplaj (μF) rezultă din formula următoare:

$$C_g = \frac{159}{f_l R_g}.$$

În practică condensatorul C_g are valori cuprinse între 0,025 și 0,05 μF, ceea ce asigură distorsiuni minime de frecvență. Trebuie subliniat că rezistența de fugă a condensatorului de cuplaj trebuie să fie cît mai mare (cel puțin 1000 MΩ), iar inductanța sa minimă. În calitate de condensatoare de cuplaj cele mai indicate sînt condensatoarele de tip КБГ-И.

Tensiunea de negativare (în V) pe grila de comandă a tubului se alege conform relației:

$$U_g = U_{intr} + (0,5 \dots 1,5).$$

În continuare se stabilește punctul de funcționare pe caracteristicile statice ale tubului, iar apoi se determină rezistența internă R_i, panta S și coeficientul de amplificare μ pentru regimul de lucru ales. Pe baza datelor obținute se calculează amplificarea etajului în regimul considerat care pentru triodă este egală cu:

$$K = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_g}},$$

iar pentru pentodă, în cazul $R_a \ll R_i$,

$$K = SR_a,$$

unde: μ este coeficientul de amplificare;
R_i — rezistența internă, Ω;
S — panta, A/V;
R_a — rezistența de sarcină, Ω;
R_g — rezistența de grilă, Ω.

Rezistența (Ω) de negativare automată este egală cu

$$R_c = \frac{-U_g}{I_a} \cdot 10^3,$$

unde: U_g este tensiunea de negativare a grilei de comandă, V;
I_a — curentul anodic al tubului, mA.

Pentru pentodă

$$R_c = \frac{-U_g}{I_a + I_{g2}} \cdot 10^3,$$

unde I_{g2} este curentul grilei-ecran a tubului, mA.

Capacitatea condensatorului (μF) ce decuplează rezistența de negativare trebuie să îndeplinească condiția:

$$C_c \geqslant \frac{(1 \dots 2)\, 10^3}{f_l R_c},$$

unde: f_l este frecvența limită inferioară, Hz;
R_c — rezistența de negativare, kΩ.

În practică capacitatea acestui condensator de decuplare se alege de minimum 20—50 μF, deoarece cu cît valoarea sa va fi mai mare, cu atît distorsiunile de frecvență la frecvențele audio inferioare vor fi mai mici.

În cazul în care în circuitul anodic al tubului se montează un filtru, valoarea rezistenței R_f se alege în limitele:

$$R_f = (0,1 \dots 0,5) R_a.$$

Capacitatea condensatorului de filtraj (μF) se determină cu relația:

$$C_f \geqslant \frac{(2 \dots 5)\, 10^3}{f_l R_f}.$$

Dacă tubul preamplificator de joasă frecvență cu sarcină rezistivă este pentodă, trebuie să se mai calculeze și rezistența din circuitul grilei-ecran a tubului R_{g2} (kΩ) și capacitatea condensatorului de decuplare C_{g2} (μF):

$$R_{g2} = \frac{U_a - U_{g2}}{I_{g2}}; \quad C_{g2} = \frac{(0,5 \dots 1)\, 10^3}{f_l R_{g2}};$$

unde: U_a este tensiunea de alimentare anodică, V;
U_{g2} — tensiunea grilei-ecran a tubului, V;
I_{g2} — curentul grilei-ecran, mA;
f_l — frecvența limită inferioară, Hz.

Exemplu de calcul. Să se calculeze un etaj preamplificator de joasă frecvență cu trioda 6Н2П, avînd datele: U_{intr}=0,1 V; $U_{ieș}$=5 V; f_l=70 Hz; f_s=10 000 Hz; U_a=200 V; S=2 mA/V; μ=97; R_i=49 kΩ și $C_{ieș}$=3 pF. Etajul următor este echipat cu tubul 6П14П, avînd C_{intr}=11 pF. Distorsiunile de frecvență admise la limitele benzii de trecere sînt de cel mult 1 dB ($M_l = M_s$=1,12);

$K = \frac{5}{0,1} = 50$; $R_a = 2 \times 49 = 98$ kΩ (se alege R_a=100 kΩ); $R_f = 0,15 \cdot 100 = 15$ kΩ; $-U_g = 0,1 + 0,75 = 0,85$ V (pentru calculele practice se ia $U_g = -1$ V).

Pe graficul caracteristicilor anodice (fig. 8-3) se trasează dreapta de sarcină pentru $R'_a = R_a + R_f = 100 + 15 = 115$ kΩ. În acest caz, curentul anodic se determină cu formula:

$$I'_a = \frac{U_a}{R'_a} = \frac{200}{115 \cdot 10^3} = 1,74 \text{ mA}.$$

Punctul de funcționare a tubului se află la intersecția dintre dreapta de sarcină și curba corespunzătoare tensiunii de negativare aleasă (punctul *1*). În regimul obținut, în repaus, tensiunea pe anodul tubului este U_{a0}=116 V, iar curentul anodic — I_{a0}=0,725 mA.

În continuare, se determină din caracteristici μ, S și R_i. Pentru calculul coeficientului de amplificare μ trebuie să împărțim diferența dintre tensiunile anodice pentru punc-

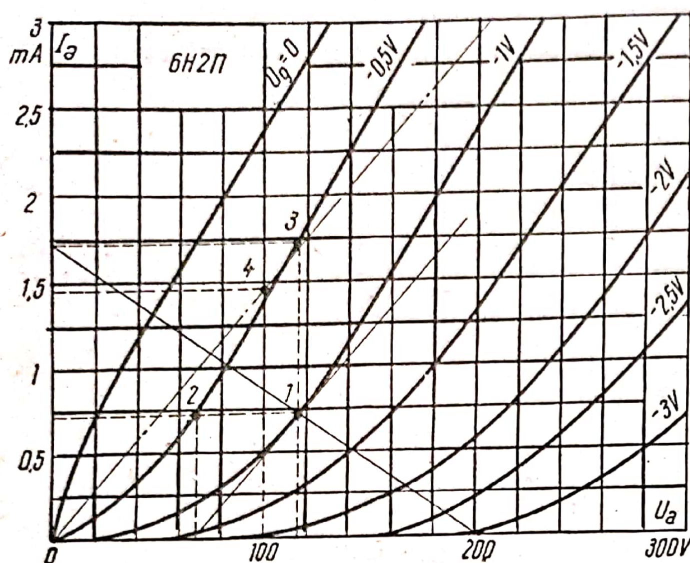


Fig. 8-3. Caracteristicile anodice ale tubului 6H2П. Exemplu de calcul grafic al unui etaj de amplificare a tensiunii de joasă frecvență.

tele *1* și *2* la diferența corespunzătoare a tensiunilor pe grila de comandă (în cazul nostru 0,5 V):

$$\mu=\frac{116-68}{0,5}=96.$$

Panta *S* se obține făcînd raportul dintre diferența curenților în punctele *1* și *3* și diferența corespunzătoare a tensiunilor pe grila de comandă a tubului:

$$S=\frac{1,68-0,72}{0,5}=1,9\ \text{mA/V}.$$

Pentru determinarea rezistenței interne a tubului R_i se duce o tangentă la caracteristica anodică în punctul de funcționare *1*, apoi se trasează o linie paralelă cu această tangentă prin punctul de intersecție a axelor tensiunii și curentului. Pe această linie auxiliară se alege un punct arbitrar *4*, pentru care U_a=100 V și I_a=1,45 mA. În acest caz:

$$R_i=\frac{U_a}{I_a}=\frac{100}{0,00145}=69\,000\ \Omega=69\ \text{k}\Omega;$$

$$R_g=1000\ \text{k}\Omega=1\ \text{M}\Omega;\quad C_g=\frac{159}{70\cdot 10^3\sqrt{1\cdot 12^2-1}}=0,0045\ \mu\text{F}=$$

$$=4500\ \text{pF}$$

(valoarea standardizată cea mai apropiată a condensatorului necesar este de 4700 pF).

$$K=\frac{96}{1+\frac{69}{100}+\frac{69}{1000}}=54,5.$$

Amplificarea depășește întrucîtva valoarea necesară. În acest caz, tensiunea de ieșire a etajului este egală cu:

$$U_{ieș}=K\cdot U_{intr}=54,5\cdot 0,1=5,45\ \text{V};$$

$$R_c=\frac{10^3\cdot 1}{0,725}=1380\ \Omega;\ C_c=\frac{1,5\cdot 10^3}{70\cdot 1,5}=14\ \mu\text{F};$$

$$C_f=\frac{2,5\cdot 10^2}{70\cdot 15}=0,237\ \mu\text{F}.$$

Valorile aproximative ale rezistențelor și condensatoarelor etajului amplificator de joasă frecvență cu sarcină rezistivă, în cazul în care se folosesc tuburile de tip 6H1П, 6H2П 6H8C, 6H9C, 6Ж3П, 6Ж8, 6Г3П. 1Б1П, 1K1П și 1K2П și pentru diferite tensiuni ale sursei de alimentare, sînt date în tabela 8-1.

Tabela 8-1

Date asupra etajului amplificator de joasă frecvență cu sarcină rezistivă

Duble triode 6H1П și 6H8C							
U_{a0}, V	R_a, MΩ	R_g, MΩ	R_c, Ω	C_c, μF	C_g, μF	U_{m2}, V	K
		0,047	920	3,9	0,062	20	11
	0,047	0,1	1 200	2,9	0,037	26	12
		0,22	1 400	2,5	0,016	29	12
		0,1	2 000	1,9	0,032	24	12
180	0,1	0,22	2 800	1,4	0,016	33	12
		0,47	3 600	1,1	0,007	40	12
		0,22	5 300	0,8	0,015	31	12
	0,22	0,47	8 300	0,56	0,001	44	12
		1	10 000	0,48	0,0035	54	12
		0,047	870	4,1	0,065	38	12
	0,47	0,1	1 200	3	0,034	52	12
		0,22	1 500	2,4	0,016	68	12
		0,1	1 900	1,9	0,032	44	12
300	0,1	0,22	3 000	1,3	0,016	68	12
		0,47	4 000	1,1	0,007	80	12
		0,22	5 300	0,9	0,015	57	12
	0,22	0,47	8 800	0,52	0,007	82	12
		1	11 000	0,46	0,0035	92	12

Duble triode 6H2П și 6H9C							
U_{a0}, V	R_a, MΩ	R_g, MΩ	R_c, Ω	C_c, μF	C_g, μF	U_{m2}, V	K
		0,1	1800	4	0,025	18	40
	0,1	0,22	2000	3,5	0,013	25	47
		0,47	2200	3,1	0,006	32	52
		0,22	3000	2,1	0,012	24	53
180	0,22	0,47	3500	2,1	0,006	34	59
		1	3900	1,8	0,003	39	63
		0,47	5800	1,3	0,006	30	62
	0,47	1	6700	1,1	0,003	39	66
		2,2	7400	1	0,002	45	68
		0,1	1300	4,6	0,027	43	45
	0,1	0,22	1500	4	0,013	57	52
		0,47	1700	3,6	0,006	66	57
		0,22	2200	3	0,013	54	59
300	0,22	0,47	2800	2,3	0,006	69	65
		1	3100	2,1	0,003	79	68
		0,47	4300	1,6	0,006	62	69
	0,47	1	5200	1,3	0,003	77	73
		2,2	5900	1,1	0,002	92	75

Tripla diodă-triodă 6Г3П							
U_{a0}, V	R_a, MΩ	R_g, MΩ	R_c, Ω	C_c, μF	C_g, μF	U_{m2}, V	K
		0,1	1900	3,6	0,027	19	30
	0,1	0,22	2200	3,1	0,014	25	35
		0,47	2500	2,8	0,0065	32	37
		0,22	3400	2,2	0,014	24	38
180	0,22	0,47	4100	1,7	0,0065	34	42
		1	4600	1,5	0,0035	38	44
		0,47	6600	1,1	0,0065	29	44
	0,47	1	8100	0,9	0,0035	38	46
		2,2	9100	0,8	0,002	43	47
		0,1	1500	4,4	0,0027	40	34
	0,1	0,22	1800	3,6	0,014	54	38
		0,47	2100	3	0,0065	63	41
		0,22	2600	2,5	0,013	51	42
300	0,22	0,47	3200	1,9	0,0065	65	46
		1	3700	1,6	0,0035	77	48
		0,47	5200	1,2	0,006	61	48
	0,47	1	6300	1	0,0035	74	50
		2,2	7200	0,9	0,002	85	51

Tabela 8-1 (continuare)

Pentoda 6Ж8										Pentoda 6Ж3П									
U_{a0}, V	R_a, MΩ	R_g, MΩ	R_{g2}, MΩ	R_c, kΩ	C_{g2}, μF	C_c, μF	C_g, μF	U_{m2}, V	K	U_{a0}, V	R_a, MΩ	R_g, MΩ	R_{g2}, MΩ	R_c, kΩ	C_{g2}, μF	C_c, μF	C_g, μF	U_{m2}, V	K
		0,1	0,29	0,76	0,1	9,1	0,02	49	55			0,1	0,12	0,8	0,15	14,1	0,021	57	74
	0,1	0,22	0,32	0,8	0,09	8	0,015	60	82		0,1	0,22	0,15	0,9	0,126	14	0,012	82	116
		0,47	0,38	0,85	0,09	7,9	0,07	61	90			0,47	0,19	1	0,1	12,5	0,006	81	141
		0,22	0,83	1	0,06	6,8	0,01	38	109			0,22	0,38	1,5	0,09	9,6	0,009	59	130
180	0,22	0,47	0,95	1,1	0,06	6,6	0,04	46	129	180	0,22	0,47	0,43	1,7	0,08	8,7	0,005	67	171
		1	0,96	1,2	0,07	6,2	0,003	53	158			1	0,6	1,9	0,066	8,1	0,003	71	200
		0,47	1,8	2	0,05	4	0,005	37	149			0,47	0,9	3,1	0,06	5,7	0,0045	54	172
	0,47	1	2,2	2,2	0,04	3,8	0,003	42	185		0,47	1	1	3,4	0,05	5,4	0,0028	65	232
		2,2	2,5	2,4	0,03	3,7	0,002	53	200			2,2	1,1	3,6	0,04	3,6	0,0019	74	272
		0,1	0,35	0,5	0,1	11,6	0,02	72	67			0,1	0,20	0,5	0,13	18	0,019	76	109
	0,1	0,22	0,37	0,52	0,09	10,9	0,016	95	97		0,1	0,22	0,24	0,6	0,11	16,4	0,011	103	145
		0,47	0,47	0,58	0,09	9,9	0,007	100	103			0,47	0,26	0,7	0,11	15,3	0,006	129	168
		0,22	0,87	0,84	0,07	8,5	0,011	77	135			0,22	0,42	1	0,1	12,4	0,009	92	164
300	0,22	0,47	1	0,86	0,06	7,4	0,004	87	165	300	0,22	0,47	0,5	1	0,098	12	0,007	109	230
		1	1,2	0,91	0,06	6,9	0,003	98	185			1	0,55	1,1	0,09	11	0,003	122	262
		0,47	2	1,3	0,06	6	0,005	63	190			0,47	1	1,8	0,075	8	0,0045	94	248
	0,47	1	2,2	1,4	0,05	5,8	0,003	75	237		0,47	1	1,1	1,9	0,065	7,6	0,0028	105	318
		2,2	2,5	1,5	0,04	5,2	0,002	89	264			2,2	1,2	2,1	0,06	7,3	0,0018	122	371

Tabela 8-1 (continuare)

Dubla diodă-pentodă 1Б1П								Pentoda 1K1П								Pentoda 1K2П							
U_{a0}, V	R_a, MΩ	R_g, MΩ	R_{g2}, MΩ	C_{g2}, μF	C_g, μF	U_{m2}, V	K	U_{a0}, V	R_a, MΩ	R_g, MΩ	R_{g2}, MΩ	C_{g2}, μF	C_g, μF	U_{m2}, V	K	U_{a0}, V	R_a, MΩ	R_g, MΩ	R_{g2}, MΩ	C_{g2}, μF	C_g, μF	U_{m2}, V	K
		0,22	0,26	0,042	0,013	14	17			0,22	0,24	0,071	0,011	12	16			0,22	0,06	0,046	0,011	11	23
	0,22	0,47	0,36	0,035	0,006	17	24		0,22	0,47	0,32	0,06	0,006	14	23		0.22	0,47	0,07	0,045	0,006	15	33
		1	0,4	0,034	0,004	18	28			1	0,39	0,056	0,0035	18	30			1	0,11	0,04	0,003	17	39
		0,47	0,82	0,025	0,0055	14	25			0,47	0,57	0,049	0,0052	14	22			0,47	0,34	0,025	0,005	13	34
45	0,47	1	1	0,023	0,003	17	33	45	0,47	1	0,64	0,047	0,0035	17	30	45	0,47	1	0,44	0,022	0,003	16	46
		2,2	1,1	0,022	0,002	18	38			2,2	0,74	0,041	0,0018	19	33			2,2	0,51	0,022	0,002	18	55
		1	1,9	0,019	0,003	14	31			1	1,1	0,036	0,0028	14	28			1	1	0,016	0,003	14	43
	1	2,2	2	0,019	0,002	17	38		1	2,2	1,25	0,035	0,0018	16	32		1	2,2	1	0,016	0,002	17	51
		3,3	2,2	0,018	0,0015	18	43			3,3	1,45	0,032	0,0015	18	38			3,3	1,1	0,015	0,001	17	60
		0,22	0,51	0,05	0,011	31	25			0,22	0,4	0,09	0,011	26	28			0,22	0,3	0,046	0,01	27	37
	0,22	0,47	0,59	0,05	0,006	37	34		0,22	0,47	0,46	0,081	0,0055	36	36		0,22	0,47	0,36	0,04	0,006	36	54
		1	0,67	0,012	0,003	40	41			1	0,47	0,08	0,0035	42	41			1	0,4	0,038	0,003	39	63
		0,47	1,2	0,035	0,005	31	37			0,47	0,84	0,07	0,0055	30	34			0,47	0,9	0,027	0,0045	29	61
90	0,47	1	1,4	0,034	0,003	36	47	90	0,47	1	0,90	0,069	0,003	38	42	90	0,47	1	1	0,023	0,003	35	82
		2,2	1,6	0,031	0,002	40	57			2,2	1	0,062	0,0018	40	50			2,2	1,1	0,022	0,002	38	96
		1	2,5	0,026	0,003	31	45			1	2	0,045	0,0028	30	45			1	1,9	0,02	0,0025	30	77
	1	2,2	2,9	0,025	0,002	36	58		1	2,2	2,1	0,045	0,0018	35	55		1	2,2	2,0	0,02	0,002	35	98
		3,3	3,1	0,024	0,0012	38	66			3,3	2,2	0,044	0,0012	40	61			3,3	2,2	0,018	0,001	37	114

Etajul cu ieşire pe transformator

In etajul amplificator de joasă frecvenţă cu ieşire pe transformator indicat în fig. 8-4 este întrebuinţat ca sarcină un transformator cu miez din tole de fier. Un astfel de amplificator este inferior celui cu sarcină rezistivă din cauza preţului de cost ridicat, a volumului şi greutăţii mai mari. Ca avantaje ale etajului cu transformator se enumeră amplificarea mare şi rezistenţa de ieşire mică, ceea ce permite folosirea tubului etajului următor în regim de lucru cu curenţi de grilă şi obţinerea comodă a ieşirii simetrice (în contratimp).

Acest lucru determină folosirea etajului cu transformator ca etaj de excitaţie pentru amplificatoarele de putere mare în contratimp (push-pull). In afară de aceasta, datorită rezistenţei mici a înfăşurării primare a transformatorului din circuitul anodic al tubului, tensiunea sursei de alimentare poate fi aleasă ceva mai mică. Etajul cu ieşire pe transformator se foloseşte pe scară largă în receptoarele cu baterii, unde coeficientul de amplificare joacă un rol hotărîtor. Dintre deficienţele etajului cu transformator trebuie amintită aceea a variaţiei considerabile a fazei cu

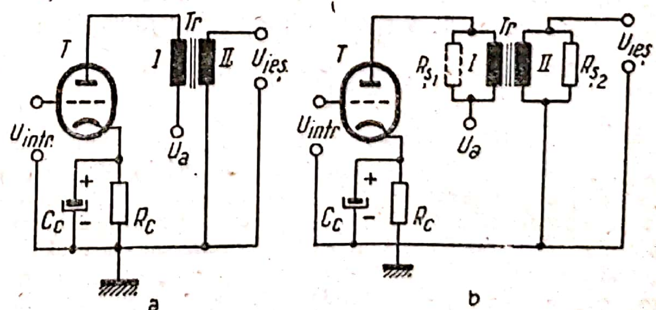


Fig. 8-4. Etajul cu ieşire pe transformator pentru amplificarea tensiunii de joasă frecvenţă :
a – schema tip ; *b* – schema cu şunturi.

frecvenţa în comparaţie cu etajul cu sarcină rezistivă, ceea ce îngreuiază aplicarea reacţiei negative. In afară de aceasta, valoarea mare a amplificării etajului se obţine pe baza înrăutăţirii calitative a caracteristicii de frecvenţă.

Ca amplificatoare de joasă frecvenţă cu transformator pot fi folosite triodele cu μ mic şi pentodele cu caracteristică scurtă, legate ca triode.

Calculul etajului cu ieşire pe transformator

Calculul etajului cu ieşire pe transformator se reduce în esenţă la determinarea parametrilor electrici ai transformatorului.

Rezistenţa activă (kΩ) a înfăşurării primare a transformatorului se alege din relaţia

$$r_1 \leqslant (0,1 \ldots 0,2) R_i,$$

unde R_i este rezistenţa internă a tubului, kΩ.

Rezistenţa echivalentă a circuitului primar se obţine din formula:

$$R_{ech} = R_i + r_1.$$

Inductanţa minimă (H) a înfăşurării primare a transformatorului se determină pe baza distorsiunilor de frecvenţă admise:

$$L_1 = \frac{0,16 R_{ech}}{f_i \sqrt{M_i^2 - 1}},$$

unde: f_i este frecvenţa limită inferioară, Hz;

M_i — factorul de distorsiuni de frecvenţă la frecvenţa limită inferioară.

In calculele ulterioare se vor considera frecvenţa generalizată p pentru amplificarea maximă şi atenuarea d, obţinute conform relaţiilor:

$$p = \sqrt[4]{1 - M_s^2} \quad \text{şi} \quad d = \sqrt{2(1-p^2)},$$

în care M_s caracterizează distorsiunile de frecvenţă la frecvenţa limită superioară.

Inductanţa de scăpări a transformatorului se determină cu relaţia:

$$L_s \leqslant \frac{0,16 R_i \cdot p}{f_s \cdot d},$$

în care f_s este frecvenţa limită superioară, kHz.

Coeficientul de scăpări al transformatorului:

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1}$$

indică posibilitatea realizării constructive a inductanţei cu scăpările admise. In cazul întrebuinţării oţelului de transformatoare este greu să se obţină σ mai mic de 0,003. In cazul folosirii miezului de permalloy, coeficientul de scăpări poate fi redus pînă la 0,001. Cînd se obţine coeficientul de scăpări minim este necesar să se introducă un şunt în paralel cu înfăşurarea secundară a transformatorului. In acest caz creşte coeficientul de scăpări al transformatorului şi în acelaşi timp se micşorează amplificarea la frecvenţele medii.

Coeficientul de transformare este:

$$n = \sqrt{\frac{16 \cdot 10^4 p \cdot d}{f_s R_i \cdot C_2}},$$

unde: f_s este frecvenţa limită superioară, kHz;

$C_2 = C_{intr} + C_m + C_{tr}$ (C_{tr} — capacitatea distribuită a înfăşurării secundare a transformatorului; de obicei ea nu depăşeşte 50 pF).

Amplificarea la frecvenţele medii este:

$$K_0 = \mu \cdot n.$$

In cazul întrebuinţării unui şunt în paralel cu înfăşurarea secundară a transformatorului, parametrii etajului se schimbă. Înainte de a trece la calculul lor, trebuie să se aleagă un coeficient de sarcină α, care pentru triode este cuprins între 3 şi 10. Cînd valoarea lui α e mai mare, se poate obţine o creştere pronunţată a caracteristicii de frecvenţă. In acest caz:

$$R_{ech} = \frac{(R_i + r_1)\alpha}{1+\alpha}; \quad L_s = \frac{0,32 R_i \cdot p}{f_s \left(d + \sqrt{d^2 - \frac{4}{1+\alpha}}\right)};$$

$$n = \frac{160p}{f_s} \sqrt{\frac{1+\alpha}{\alpha \cdot L_s C_2}}; \quad K_0 = \mu n \cdot \frac{\alpha}{1+\alpha}.$$

Rezistenţa şuntului se determină din relaţia:

$$R_{ş2} = 1,3 \cdot \alpha \cdot R_i \cdot n^2 \ (\Omega).$$

Exemplu de calcul. Să se calculeze etajul de amplificare cu ieşire pe transformator, echipat cu tubul 6C1П, pentru banda de frecvenţe $f_i \ldots f_s = 80 \ldots 8000$ Hz, dacă se permite o scădere a amplificării la frecvenţe joase cu 1 dB($M_i = 1,12$). La frecvenţa limită superioară (f_s) caracteristica de frecvenţă va prezenta o creştere de 1 dB ($M_s = 0,89$); $C_{intr} = 30$ pF; $C_m = 40$ pF şi $U_{intr} = 0,2$ V. Pentru tubul 6C1П, $\mu = 26$ şi $R_i = 11,6$ kΩ.

Calculul:

$$r_1 = 0,15 \times 11,6 = 1,74 \text{ k}\Omega; \quad R_{ech} = 11,6 + 1,74 = 13,34 \text{ k}\Omega.$$

$$L_1 = \frac{160 \times 13,34}{80\sqrt{1,12^2 - 1}} = 53,3 \text{ H};$$

$$p = \sqrt[4]{1 - 0,89^2} = 0,67; \quad d = \sqrt{2(1-p^2)} = 1,05;$$

$$L_s = \frac{0,16 \times 11,6 \times 0,67}{8 \times 1,05} = 0,15 \text{ H}; \quad \sigma = \frac{0,15}{53,3} = 0,0028.$$

Valoarea obţinută pentru coeficientul de scăpări σ este mai mică decît limita admisă şi în acest caz transformatorul va fi foarte greu de realizat. Pentru a simplifica construcţia transformatorului este necesar să se utilizeze şuntul $R_{ş2}$ conectat în paralel cu înfăşurarea secundară.

$$C_2 = 30 + 40 + 50 = 120 \text{ pF};$$

$$n = \sqrt{\frac{16 \cdot 10^4 \times 0,67 \times 1,05}{8 \times 11,6 \times 120}} = 3,17; \quad K_0 = 26 \times 3,17 = 82,4.$$

Pentru calculul etajului cu şunt se alege $\alpha = 4$.

Atunci

$$R_{ech}=\frac{(11,6+1,74)\,4}{1+4}=10,67\ \text{k}\Omega\ ;$$

$$L_1=\frac{160\times 10,67}{80\sqrt{1,12^2-1}}=42,7\ \text{H}\ ;$$

$$L_s=\frac{0,32\times 11,6\times 0,67}{8\left(1,05+\sqrt{1,05^2-\frac{4}{1+4}}\right)}=0,19\ \text{H}\ ;$$

$$\sigma=\frac{0,19}{42,7}=0,0044.$$

Cu un astfel de coeficient de scăpări transformatorul se poate construi ușor:

$$n=\frac{160\times 0,67}{8}\sqrt{\frac{1+4}{0,19\times 120\times 4}}=3,08\ ;$$

$$K_0=26\times 3,08\times\frac{4}{1+4}=64\ ;$$

$$R_{s2}=1,3\times 4\times 11,6\times 3,08^2=572\ \text{k}\Omega.$$

Etajul cu ieșire pe transformator cu alimentare în paralel

Amplificatorul de tensiune de joasă frecvență cu transformator cu alimentare în paralel este reprezentat în fig. 8-5.

Această schemă se folosește pe scară largă în receptoarele cu baterie și are avantajul că prin înfășurarea primară a transformatorului nu circulă curentul anodic al tubului. Datorită acestui fapt crește inductanța înfășurării primare, se îmbunătățește liniaritatea amplificării (mai ales în domeniul frecvențelor audio inferioare) și se micșorează distorsiunile de neliniaritate datorite materialului magnetic al transformatorului. În afară de aceasta, dacă se alege frecvența de rezonanță a circuitului format din înfășurarea transformatorului și condensatorului C_g, în apropierea limitei inferioare a benzii de trecere, atunci caracteristica de frecvența a etajului va prezenta o creștere la frecvențele audio inferioare, ceea ce permite executarea simplă a corecției la aceste frecvențe. De asemenea, lipsa curentului continuu în înfășurarea primară permite simplificarea constructivă a transformatorului și micșorarea gabaritului său.

Fig. 8-5. Etaj cu transformator pentru amplificarea tensiunii de joasă frecvență, cu alimentare în paralel.

Ca deficiență se poate considera pierderea unei părți din tensiunea sursei de alimentare pe rezistența de sarcină R_a. Calculul etajului cu transformator cu alimentare în paralel este anolog cu cel al unui etaj cu transformator obișnuit. În plus, se determină valoarea rezistenței de sarcină R_a (kΩ) și capacitatea condensatorului de cuplaj C_g (μF):

$$R_a=\frac{16\cdot 10^4\sqrt{M_s^2-1}}{f_s\cdot C_0}$$

unde: f_s este frecvența limită superioară, kHz;
M_s — factorul de distorsiuni de frecvență, la frecvența limită superioară;
$C_0=C_{intr}+C_m+C_1$ — capacitatea parazită a schemei (C_1 — capacitatea distribuită a înfășurării primare a transformatorului, de obicei cuprinsă între 25 și 50 pF);

$$C_s=\frac{25\cdot 10^4}{p_i^2 f_i^2 L_1},$$

unde: $p_i=\sqrt[4]{1-M_i^2}$;
M_i este factorul de distorsiuni de frecvență la frecvența limită inferioară;
f_i — frecvența limită inferioară, Hz;
L_1 — inductanța înfășurării primare a transformatorului, H.

8-4. AMPLIFICATORUL FINAL

Etajul final al amplificatorului de joasă frecvență funcționează într-un regim în care poate ceda putere suficient de mare. În circuitul anodic al tubului final se conectează transformatorul de ieșire, necesar pentru adaptarea sarcinii amplificatorului (difuzor, linie, cap de magnetofon etc.) la valoarea optimă pentru tubul dat.

Etajul final asimetric

Schema etajului final asimetric (cu un singur tub) este indicată în fig. 8-6. Etajul funcționează cu pentodă sau tetrodă cu fascicul dirijat, în regim clasă A.

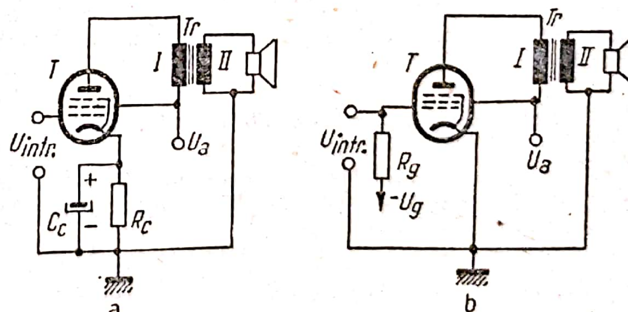


Fig. 8-6. Etaj final asimetric (cu un singur tub): *a* — cu negativare automată; *b* — cu negativare fixă.

Calculul etajului final asimetric

Tensiunea continuă pe anodul tubului U_{a0} (V) se alege egală cu 0,9 U_a (tensiunea sursei de alimentare). Tensiunea continuă pe grila-ecran a tubului U_{g2} se alege la

fel ca U_a. Punctul de funcționare *1* se fixează pe caracteristicile anodice ale tubului folosit (pentru exemplificare se dă fig. 8-7). Este necesar să se observe la ce valoare a tensiunii pe grila de comandă U_g distanța dintre caracteristicile anodice începe să se îngusteze. Curba limită supe-

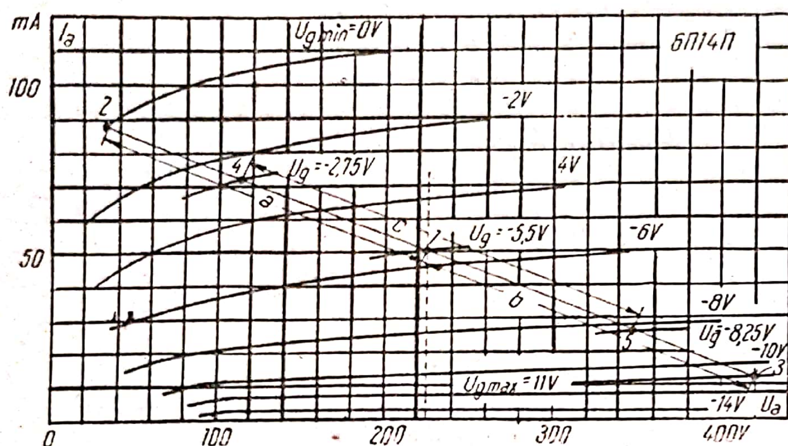


Fig. 8-7. Caracteristicile anodice ale tubului 6П14П. Exemplu de construcție grafică în cazul calculului etajului final asimetric.

rioară se alege ca $U_{g\,max}$. Astfel, punctul *1* se va afla la intersecția dreptei U_{a0}=constant cu caracteristica $U_{g\,max}/2$. Pentru trasarea dreptei de sarcină se așază între curbele $U_{g\,min}$ și $U_{g\,max}$ o riglă și se determină punctele *2*, *3* în așa fel încît segmentele *a* și *b* să fie egale. Dreapta de sarcină obținută corespunde funcționării tubului cu distorsiuni de neliniaritate minime (lipsa armonicei a doua).

Pentru regimul de funcționare ales puterea disipată (W) pe anodul tubului în repaus este egală cu:

$$P_{d0}=\frac{U_{a0}\cdot I_{a0}}{1000},$$

unde I_{a0} este curentul anodic al tubului (mA) în punctul de funcționare *1*.

Este necesar ca această putere să nu depășească puterea de disipație maximă admisă pentru tubul dat, indicată în cataloage. In caz contrar, se realege punctul de funcționare *1*. La un unghi dat al dreptei de sarcină, puterea utilă debitată (VA) este:

$$P_u=\frac{\eta}{8000}(i_{a\,max}-i_{a\,min})(u_{a\,max}-u_{a\,min}),$$

unde η este randamentul transformatorului (0,7—0,75 în cazul în care $P\leqslant 5$ VA și 0,8—0,85 pentru $P>5$ VA)

Coeficientul armonicei a doua

$$\gamma_2=0{,}5\,\frac{a-b}{a+b}\,100\%.$$

Coeficientul armonicei a treia

$$\gamma_3=0{,}5\,\frac{2c-(a+b)}{a+b+c}\,100\%.$$

Coeficientul total al armonicelor

$$\gamma=\sqrt{\gamma_2^2+\gamma_3^2}.$$

Amplitudinea componentei alternative a curentului anodic (mA)

$$I_a=\frac{1}{2}(i_{a\,max}-i_{a\,min}).$$

Amplitudinea componentei alternative a tensiunii (V) pe înfășurarea primară a transformatorului:

$$U_a=\frac{1}{2}(u_{a\,max}-u_{a\,min}).$$

Valoarea rezistenței de sarcină (Ω) din circuitul anodic

$$R_a=1000\,\frac{U_a}{I_a}.$$

Dacă din calcule se obține o valoare insuficientă pentru P_u, sau un coeficient γ prea mare, va trebui modificat unghiul dreptei de sarcină (rotind-o în jurul punctului de funcționare *1* și deplasînd corespunzător punctele *2* și *3* în care ea intersectează caracteristicile pentru $U_g=U_{g\,min}=0$ și $U_g=U_{g\,max}$). De asemenea se poate alege un alt punct de funcționare (*1*), dar astfel încît tensiunea U_{a0} și puterea disipată P_{d0} să nu întreacă valorile maxime admise de catalog pentru tubul dat.

Rezistența de negativare automată din circuitul catodului este:

$$R_c=\frac{1000U_{g0}}{I_{a0}+I_{g2}}\ (\Omega),$$

unde I_{g2} este curentul grilei-ecran a tubului, mA.

Calculul electric al transformatorului de ieșire

Rezistența (Ω) înfășurării primare pentru curentul continuu

$$r_1=0{,}5R_a(1-\eta).$$

Rezistența (Ω) înfășurării secundare pentru curentul continuu

$$r_2=0{,}5R_l\,\frac{1-\eta}{\eta}.$$

Inductanța (H) înfășurării primare

$$L_1=\frac{130R_a}{f_l\sqrt{M_l^2-1}},$$

unde M_l este coeficientul de distorsiuni de frecvență la frecvența limită inferioară;
R_a — rezistența de sarcină, kΩ;
f_l — frecvența limită inferioară, Hz.

Dacă la f_l se admite o atenuare egală cu 3 dB, inductanța devine:

$$L_1=\frac{130R_a}{f_l}$$

Coeficientul de transformare

$$n=\frac{n_1}{n_2}=\sqrt{\frac{R_l}{\eta \cdot R_a}}.$$

Regimurile de lucru tipice pentru tuburi funcționînd în etaje finale asimetrice sînt indicate în tabela 8-2.

Exemplu de calcul. Sînt date: tubul electronic 6П14П; U_a=250 V; P_{max}=12 W; R_l=3 Ω; f_l=70 Hz; M_l=3 dB.

Determinăm $U_{a0}=0{,}9\times 250=225$ V; $U_{g2}=U_a=$ =250 V; I_{g2}=4,1 mA.

Alegem:

$$U_{g0}=\frac{11}{2}=5{,}5 \text{ V}.$$

Atunci

i_{a0}=50 mA; $i_{a\,max}$=88 mA; $i_{a\,min}$=12 mA;

$u_{a\,max}$=419 V; $u_{a\,min}$=33 V;

$$P_a=\frac{225\times 50}{1000}=11{,}25 \text{ W} < P_{max}=12 \text{ W};$$

$$P_u=\frac{0{,}75}{8000}\cdot(88-12)\cdot(419-33)=2{,}73 \text{ W};$$

$$a=103;\ b=103;\ c=126;\ \gamma_2=0{,}5\ \frac{103-103}{206}\cdot 100\,\%;$$

$$\gamma=0;$$

$$\gamma_3=0{,}5\cdot\frac{2\times 126-206}{332}\cdot 100\,\%=6{,}9\,\%.$$

Tabela 8-2

Regimurile de lucru tipice pentru etajele finale asimetrice

Tipul tubului	U_{a0}, V	U_{g2}, V	U_{g0}, V	U_g, V	R_c, Ω	R_a, kΩ	P_u, W	I_{a0}, mA	I_a, mA	I_{g20}, mA	I_{g2}, mA
2П1П	70	70	−3,6	2,5	—	12	0,09	5,8	—	1,4	—
	90	70	−3,6	2,5	—	18	0,12	6	—	1,4	—
	90	90	−4,5	3,2	—	10	0,16	9,5	—	2,1	—
2П2П	60	60	−3,5	2,5	—	15	0,07	3,4	3,7	0,8	1
	90	90	−7	4	—	15	0,15	4,3	5	1,2	1,4
6П1П	100	100	−5,0	3,5	—	6,5	0,3	11,5	11,5	1	2
	150	150	−6,5	4,6	—	5,5	0,7	23	23	2,6	5,4
	200	200	−9	6,3	—	4	1,8	34,5	35	2,6	6,5
	250	100	−5	3,5	—	20	1	14,5	14,5	0,8	1,6
	250	150	−7,5	5,3	—	10	1,7	21,5	21,5	1,4	3,9
	250	200	−9	6,3	—	6,5	2,3	37	37	2,4	6,3
	250	250	−12,5	8,8	—	3,5	3,3	45	47,5	3	9
	210	210	—	6,3	240	4	1,4	34	34,5	2,5	4,5
	250	250	—	8,8	270	3,5	2,8	44	43	2,8	6
6П6С	170	170	−8,5	6	—	5	1,5	32	34	3	4
	250	250	−12,5	8,8	—	5	3,5	47	50	4,5	7,2
	315	250	−13	9,2	—	7	4	36	40	2,5	5,5
	180	180	—	6	240	5	1,2	32	31,5	3	3,5
	250	250	—	8,8	240	5	2,8	46	45	4	8
6П9	300	150	−3	2,1	—	10	2,4	30	31	7	9,0
6П14П	150	150	−3,9	2,6	—	6,3	1	22	23,5	2,3	4,3
	200	200	−5,2	3,5	—	5,3	2,3	34	36	4	7,2
	250	250	−6,4	4,3	—	4,8	4	48	50	5,1	9,7
	150	150	—	2,6	160	6,3	0,8	21	20,5	2,2	3,7
	200	200	—	3,5	130	5,3	2	34	32,5	3,9	6,5
	250	210	—	3,8	150	6,5	2,7	33	32	3	5
	250	230	—	4	120	6	3,3	42	43	4,4	8,6
	250	250	—	4,3	120	4,8	3,5	47	45,5	5	8,8

Coeficientul total al armonicelor în acest caz este determinat numai de armonica a treia şi este egal cu 6,9%.

$$I_a=\frac{88-12}{2}=38\ \text{mA};\quad U_a=\frac{419-33}{2}=193\ \text{V};$$

$$R_a=1000\cdot\frac{193}{38}=5,1\ \text{k}\Omega;\quad R_c=\frac{1000\times 5,5}{50+4,1}\approx 100\ \Omega;$$

$$r_1=0,5\times 5100(1-0,75)=637,5\ \Omega;$$

$$r_2=0,5\times 3\,\frac{1-0,75}{0,75}=0,495\ \Omega;$$

$$L_1=\frac{130\times 5,1}{70}=9,5\ \text{H};\quad n=\sqrt{\frac{3}{0,75\cdot 5100}}=0,028.$$

Etajul în contratimp

Etajul final în contratimp (fig. 8-8) foloseşte triode, pentode sau tetrode cu fascicul dirijat şi funcţionează simetric în regim clasă A sau AB.

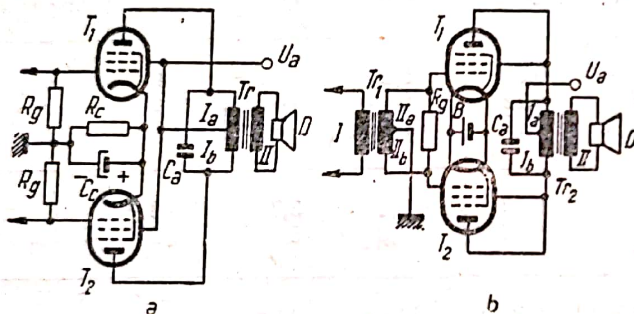


Fig. 8-8. Etaj final în contratimp:
a – cu tuburi cu filament; *b* – cu tuburi la baterie.

În regim clasă B de obicei se folosesc numai triode. Indicele 1 alăturat literelor A sau AB arată că tuburile funcţionează fără curenţi de grilă, spre deosebire de indicele 2, care arată existenţa curenţilor de grilă. La funcţionarea în clasa B indicele 2 nu este notat, deoarece regimul normal de lucru în această clasă este cu curenţi de grilă.

Calculul etajului în contratimp funcţionînd cu pentode sau tetrode cu fascicul dirijat, în regim clasă A

Calculul pentru un braţ al schemei este analog celui indicat la amplificatorul cu un singur tub. Particularităţile schemei în contratimp sînt luate în considerare prin următoarele modificări ale valorilor obţinute.

Curentul total în circuitul anodic se dublează faţă de curentul pe un braţ.

Puterea P_n se dublează.

Coeficientul total al armonicelor este $\gamma=\gamma_3$, deoarece armonicele de ordinul doi se anulează la montajul în contratimp (valoarea γ_2 nu se introduce în calcul). Rezistenţa dintre anozi $R_{aa}=2R_a$.

Rezistenţa de negativare automată în circuitul catodului se micşorează de două ori.

Calculul etajului în contratimp funcţionînd cu pentode sau tetrode cu fascicul dirijat în regim clasă AB

Tensiunea continuă pe anozii tuburilor U_{a0} se alege egală cu 0,9 U_a, iar tensiunea pe grilele-ecran $U_{g2}=U_a$.

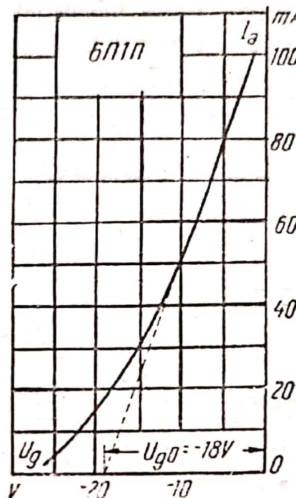


Fig. 8-9. Caracteristica de grilă a tubului 6П1П. Determinarea tensiunii de negativare pe grila de comandă a tubului.

Tensiunea de negativare pe grila de comandă a fiecărui tub se determină din grafic pe caracteristicile de grilă ale tubului, după cum este indicat în fig. 8-9.

Apoi se alege punctul de funcţionare pe caracteristicile *1* anodice ale tubului, cu ajutorul tensiunilor U_{a0} şi U_{g2} şi se determină astfel curentul anodic de repaus I_{a0}. Construcţia grafică a dreptei de sarcină începe prin alegerea poziţiei punctului *2* pe caracteristica statică $U_g=0$ (fig. 8-10).

Pentru pentode şi tetrode cu fascicul dirijat acest punct trebuie să coincidă cu punctul de inflexiune al caracteristicii (unde aceasta trece de la o regiune curbă accentuată la o porţiune rectilinie). Punctul *2* determină $I_{a\,max}$ şi $U_{a\,min}$. Prin punctele *1* şi *2* se trasează dreapta de sarcină.

Puterea disipată admisă pe anodul tubului în cazul lipsei semnalului este determinată de condiţia:

$$P_{d0}=\frac{U_{a0}\cdot I_{a0}}{1000}\leqslant P_{d\,max},$$

unde valoarea $P_{d\,max}$ se ia din catalog pentru regimul normal al tubului.

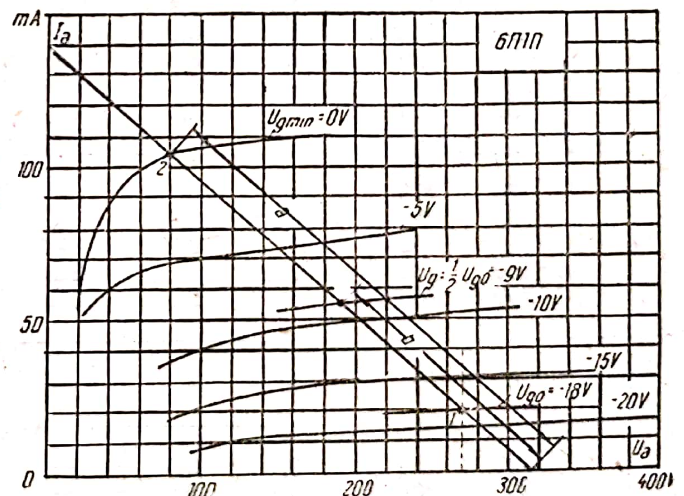


Fig. 8-10. Caracteristicile anodice ale tubului 6П1П. Exemplu de construcţie grafică la calculul etajului final în contratimp.

Dacă această condiţie nu este îndeplinită, este necesar să se schimbe poziţia punctului de funcţionare *1* pe o altă caracteristică, corespunzătoare unei tensiuni de negativare U_g mai mari.

Puterea utilă cedată în sarcină de cele două tuburi este:

$$P_u = \frac{\eta}{2000}\, i_{a\,max}\,(U_{a0} - U_{a\,min}).$$

Valoarea randamentului transformatorului de ieşire η se alege ca în cazul montajului cu un singur tub.

Coeficientul de neliniaritate, care la etajul în contratimp este determinat în general de armonica a treia, este egal cu:

$$\gamma = \frac{2b-a}{2a+b}\, 100\%.$$

Amplitudinea tensiunii (V) pe întreaga înfăşurare primară a transformatorului de ieşire este:

$$U_1 = 2\,(U_{a0} - U_{a\,min}).$$

Amplitudinea (mA) componentei alternative a curentului anodic al fiecărui tub este:

$$I_a = \frac{1}{2}\, i_{a\,max}.$$

Componenta continuă a curentului anodic (mA) al fiecărui tub în cazul puterii maxime transmise:

$$I_{a0\,max} = \frac{1}{4}\,(i_{a\,max} + 2I_{a0}).$$

Curentul în circuitul comun anodic va fi de două ori mai mare.

Se verifică puterea anodică disipată în cazul puterii maxime transmise:

$$\frac{U_{a0} I_{a0}}{1000} - \frac{P_u}{2} \leqslant P_{d\,max}.$$

Valoarea necesară a rezistenţei între anozi este:

$$R_{aa} = 4000\, \frac{U_{a0} - U_{a\,min}}{i_{a\,max}}.$$

Amplitudinea tensiunii de semnal aplicată pe grila unui tub necesară pentru obţinerea puterii maxime:

$$U_g = |\,U_{g0}\,|.$$

In cazul negativării automate, rezistenţa (Ω) în circuitul comun al catozilor este:

$$R_c = \frac{500 \cdot U_{g0}}{I_{a0\,max} + I_{g2}},$$

unde I_{g2} este curentul grilei-ecran a tubului pentru $U_g = 0$.

Calculul electric al transformatorului de ieşire

Rezistenţa (Ω) înfăşurării primare

$$r_1 = 0{,}3 R_{aa} \cdot (1 - \eta).$$

Rezistenţa (Ω) înfăşurării secundare

$$r_2 = 0{,}4 R_l\, \frac{1-\eta}{\eta}.$$

Inductanţa (H) înfăşurării primare

$$L_1 = \frac{150 R_{aa}}{f_l \sqrt{M_l^2 - 1}}.$$

Dacă la limitele benzii de trecere se admite o atenuare de 3 dB,

$$L_1 = \frac{0{,}150 R_{aa}}{f_l}.$$

Raportul de transformare este egal cu:

$$n = \sqrt{\frac{R_l}{\eta R_{aa}}}.$$

Regimurile tipice de funcţionare ale tuburilor electronice în etajele finale în contratimp sînt indicate în tabela 8-3.

Exemplu de calcul. Date: tubul tip 6П1П; U_a = =300 V; U_{g2}=250 V; randamentul transformatorului de ieşire η=0,85; f_l=70 Hz; R_l=2,5 Ω.

Determinăm: U_{a0}=0,9×300=270 V; U_{g0}=—18 V; I_{a0}=20 mA; P_{d0}=5,4 W<$P_{d\,max}$=12 W; $I_{a\,max}$=140 mA; $U_{a\,min}$=80 V.

$$P_u = \frac{0.85}{2000} \cdot 140 \cdot (270 - 80) = 11{,}3\ \text{W};\quad a = 157;\quad b = 83.$$

$$\gamma = \frac{2\times 83 - 157}{2\times 157 + 83}\, 100\% = 1{,}87\%;$$

$$U_1 = 2(270 - 80) = 300\ \text{V};$$

$$I_a = \frac{140}{2} = 170\ \text{mA};\quad I_{a0\,max} = \frac{140 + (2\times 20)}{4} = 45\ \text{mA};$$

$$U_g = 18\ \text{V};\quad R_{aa} = 4000 \cdot \frac{270-80}{140} = 4300\ \Omega;$$

Tabela 8-3

Regimurile tipice de lucru ale tuburilor electronice în etajele finale în contratimp

Tipul tubului	Regimul	U_a, V	U_{g2}, V	U_g, V	U_{g0}, V	R_c, Ω	R_{aa}, kΩ	P_u, W	I_{a0}, mA	I_a, mA	I_{g20}, mA	I_{g2}, mA
6П6С	AB	250 275 300	250 275 275	—15 —19 —19	21 27 27	— — —	10 10 10	8 9 10	72 63 65	82 82 86	12,5 15,5 14	— — —
6П14П	AB B	250 275 250	250 255 250	— — 8,5 —11,0	15,2 7 15,6	120 — —	8 7 8	9 5 9	58 52 20	74 58 75	6,5 5,2 2,2	15 7,5 15

$$R_c=\frac{500\times18}{45+12}\approx160\ \Omega;$$

$$r_1=0{,}3\times4300(1-0{,}85)=193{,}5\ \Omega;$$

$$r_2=0{,}4\times2{,}5\frac{1-0{,}85}{0{,}85}=0{,}177\ \Omega.$$

Pentru $M_l=1$ dB

$$L_1=\frac{150\times4{,}3}{70\sqrt{1{,}12^2-1}}=18{,}4\ \text{H};$$

$$n=\sqrt{\frac{2{,}5}{0{,}85\times4300}}=0{,}027.$$

Etajul final în contratimp, în regim clasă B

Un etaj final economic pentru amplificatoarele la baterie este arătat în fig. 8-11.

În repaus curentul anodic lipsește. Puterea maximă în sarcină este de aproximativ 1,5 VA la un coeficient de distorsiuni de neliniaritate de 10% și curent anodic 30 mA.

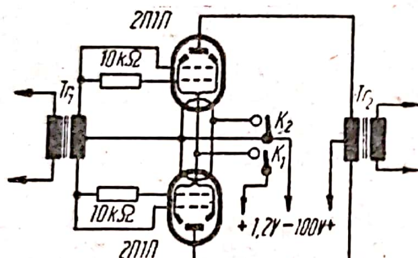


Fig. 8-11. Schema etajului final pentru receptor la baterie.

Decuplarea unei jumătăți din filament prin comutatorul K_2 micșorează puterea consumată și puterea în sarcină de 2 ori. Rezistența necesară între anozi: $R_{aa}=4800\ \Omega$.

Transformatorul de intrare Tr_1 este construit cu tole Ш—20×20 mm având un întrefier de 0,1 mm. Înfășurarea primară are 2000 de spire, iar cea secundară 2×1200 de spire din sîrmă ПЭЛ 0,12. În etajul prefinal trebuie să se folosească de asemenea tubul 2П1П. Transformatorul de ieșire Tr_2 are tole de tip Ш—20×30 mm. Înfășurarea primară are 2×880 spire din sîrmă ПЭЛ 0,14. Înfășurarea secundară se calculează în funcție de valoarea rezistenței R_{aa} și în funcție de raportul de transformare n:

$$n_2=\frac{n_1}{n},$$

unde

$$n=\sqrt{\frac{\eta\cdot R_{aa}}{R_l}}.$$

Etajul final în contratimp fără inversor de fază

În acest etaj ambele tuburi au o rezistență comună R conectată între catozii tuburilor și înfășurarea secundară a transformatorului de ieșire (fig. 8-12). Grila de comandă a tubului T_2 este legată la șasiu, deci tubul lucrează în montaj cu grila de comandă la masă. Un astfel de etaj funcționează în felul următor.

Tensiunea de excitație se aplică pe grila tubului T_1. Legătura între etaje se face prin rezistența comună de negativare R. Datorită acestui fapt potențialul catozilor ambelor tuburi variază porporțional cu variația tensiunii pe

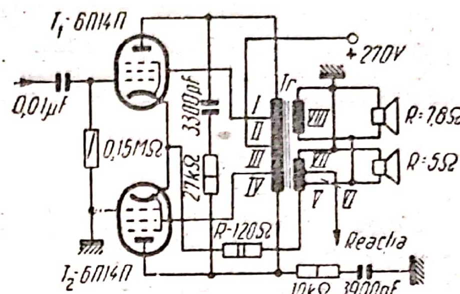


Fig. 8-12. Etajul final în contratimp fără inversor de fază.

grila tubului T_1. Dar grila de comandă a tubului T_2 fiind la masă, potențialul ei nu variază și ca urmare a acestui lucru între grila și catodul tubului T_2 acționează tensiunea alternativă a semnalului. Tensiunile aplicate pe grilele tuburilor T_1 și T_2 au amplitudinile de valoare apropiată, dar sînt opuse ca fază, ceea ce este necesar pentru funcționarea normală a etajului final în contratimp.

Datorită conectării tubului T_2 cu grila de comandă la masă apare în schemă o reacție negativă nedorită, provocată de capacitatea anod-grilă a tubului. Pentru înlăturarea ei, necesară simetrizării etajului, în circuitul anodic al tubului T_2 este introdus un filtru RC. Transformatorul de ieșire Tr este construit pe miez cu tole de tip Ш—20 cu grosimea pachetului de 30 mm. Înfășurările I și IV au cîte 1000 de spire, iar înfășurările II și III au cîte 250 de spire din sîrmă ПЭЛ 0,14. Înfășurările V și VII au cîte 30 de spire, înfășurarea VI, 15 spire și înfășurarea $VIII$, 50 de spire din sîrmă ПЭЛ 0,47.

8-5. ETAJUL INVERSOR DE FAZĂ

Etajul inversor de fază creează două tensiuni de amplitudini egale însă decalate ca fază cu 180°. De obicei el precede etajul final în contratimp.

În amplificatoarele de joasă frecvență ale receptoarelor alimentate de la rețea etajul inversor de fază este de tip RC. În receptoarele la baterie și în amplificatoarele de putere, cînd etajul final lucrează în clasă B, se întrebuințează ca inversor de fază un etaj cu transformator sau un repetor catodic. Transformatorul dintre etaje are o priză la mijlocul înfășurării secundare.

În receptoarele obișnuite și în construcțiile de amatori cea mai largă întrebuințare o au etajele inversoare de fază construite după schema cu autoechilibrare sau după schema cu sarcină distribuită.

Etaj inversor de fază cu autoechilibrare

Acest etaj poate fi construit atît după schema clasică (fig. 8-13, *a*), cît și după schema simplificată (fig. 18-13, *b*).

Calculul schemei clasice se face în următoarea ordine:

În funcție de banda de trecere de joasă frecvență se aleg valorile rezistențelor R_a. Apoi se determină valoarea

rezistenţei $R_3=R_1+R_2$, astfel încît aceasta să nu depăşească valoarea maximă admisă a rezistenţei de grilă a tubului final.

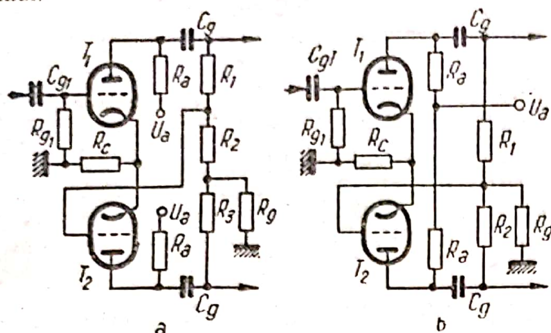


Fig. 8-13. Etaj inversor de fază cu autoechilibrare: *a* — schema clasică; *b* — schema simplificată.

Se consideră $R_g=0{,}2\,R_3$.

Rezistenţa de sarcină pentru curentul alternativ este:

$$R_{a\sim}=\frac{R_a(R_1+R_2)}{R_a+R_1+R_2}.$$

Amplificarea etajului este:

$$K_0=\mu\frac{R_{a\sim}}{R_i+R_{a\sim}},$$

unde μ este coeficientul static de amplificare în punctul de funcţionare ales.

Se determină valorile rezistenţelor R_1 şi R_2:

$$R_2=\frac{R_3}{K_0};\quad R_1=R_3-R_2.$$

Rezistenţa (Ω) de negativare este:

$$R_c=\frac{U_{g0}}{2I_{a0}}.$$

Capacitatea condensatorului de cuplaj C_g se calculează cu aceeaşi formulă, ca şi la amplificatorul *RC*, însă în locul rezistenţei R_g se substituie rezistenţa R_3.

Calculul schemei simplificate (fig. 8-13, *b*) se deosebeşte doar prin aceea că rezistenţa care nu trebuie să depăşească valoarea admisă $R_{g\,max}$ pentru tubul final este R_2. Rezistenţa $R_1=0{,}8\,R_2$, iar $R_g=0{,}3\,R_2$. Celelalte elemente se aleg la fel ca în schema precedentă.

Etaj inversor de fază cu sarcină distribuită

Acest etaj (fig. 8-14) are o caracteristică de frecvenţă mai bună decît etajul studiat anterior, dar prezintă neajunsul unei amplificări subunitare ($K_0<1$). Calculul etajului se face în următoarea ordine.

Ca şi în cazul anterior, se alege în primul rînd valoarea R_a. Atunci

$$R'_a=\frac{R_a}{2}.$$

Rezistenţele R_1 şi R_2, egale între ele, se aleg în funcţie de tipul tubului final. Rezistenţa de sarcină pentru curentul alternativ este:

$$R_{a\sim}=\frac{R'_aR_1}{R'_a+R_1}.$$

Rezistenţa internă a tubului, luînd în consideraţie reacţia negativă ce ia naştere în această schemă, este:

$$R'_i=\frac{R_i+R_{a\sim}}{\mu}.$$

Rezistenţa echivalentă a unui braţ al etajului:

$$R_{echiv}=\frac{R_{a\sim}R'_i}{R_{a\sim}+R'_i}.$$

Capacitatea (pF), care şuntează partea din catod a sarcinii, este

$$C_{cat}=C_c+C_m+C_{intr\,din},$$

unde C_c este capacitatea catod-filament a tubului;
C_m — capacitatea montajului;
$C_{intr\,din}$ — capacitatea de intrare dinamică a unui braţ al etajului final în contratimp.

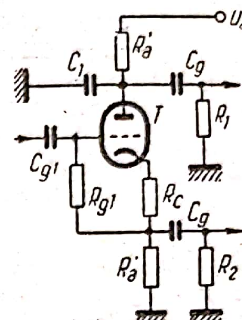


Fig. 8-14. Etajul inversor de fază cu sarcină distribuită.

Pentru a înlătura asimetria caracteristicii de frecvenţă a braţelor la frecvenţele audio superioare, ceea ce este foarte important la amplificatoarele de bandă largă, în circuitul anodic al tubului se conectează un condensator de liniarizare C_1, a cărui capacitate trebuie să fie comparabilă cu capacitatea C_{cat}.

Coeficientul de distorsiuni de frecvenţă la frecvenţele audio superioare:

$$M_s=\sqrt{1+(2\pi f_sR_{echiv}\cdot C_{cat})^2}.$$

Se construieşte apoi caracteristica dinamică din care, ca şi pentru etajul *RC*, se determină regimul de funcţionare a tubului şi celelalte elemente ale schemei.

Exemplu de calcul. Date: tubul tip 6H1Π, la care $\mu=35$; $R_i=11$ kΩ. Se alege: $M_i=1{,}12$ (1 dB); $f_i=70$ Hz şi $U_{g0}=2$ V. Se consideră $R_a=20$ kΩ şi $R_3=500$ kΩ.

Se determină:

$$R_{a\sim}=\frac{20\times500}{20+500}=19{,}25\ \text{k}\Omega;$$

$$K_0=35\cdot\frac{19{,}25}{11+19{,}25}=22{,}3;$$

$$R_2=\frac{500}{22{,}3}=22{,}5\ \text{k}\Omega;$$

$$R_1=500-22{,}5=477{,}5\ \text{k}\Omega;\quad R_g=0{,}2\times500=100\ \text{k}\Omega.$$

Din caracteristicile anodice ale tubului se determină I_{a0}; pentru $U_a=250$ V şi $R_a=20$ kΩ, rezultă $I_{a0}=7$ mA.

$$R_c=\frac{2}{0{,}007}=286\ \Omega;$$

$$C_g=\frac{159}{70\times500\sqrt{1{,}12^2-1}}=0{,}0091\ \mu\text{F}.$$

Practic trebuie ales un condensator C_g cu capacitatea de 0,01 μF.

8-6. ETAJUL FINAL SUPRALINIAR

În etajul final supraliniar se folosesc numai pentode sau tetrode cu fascicul dirijat. Grila-ecran a tubului este conectată la o priză pe înfășurarea primară a transformatorului de ieșire (fig. 8-15).

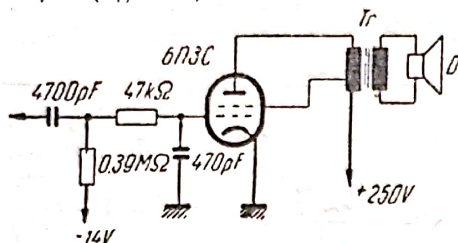


Fig. 8-15. Schema etajului final supraliniar.

În acest caz regimul de funcționare a tubului este intermediar între pentodă și triodă. Spre deosebire de funcționarea tubului ca pentodă, în acest regim, la o scădere imperceptibilă a puterii de ieșire, se obține o scădere importantă a rezistenței interne și a coeficientului de distorsiuni de neliniaritate. Aceasta se explică prin acțiunea unei tensiuni de reacție negativă care se aplică pe grila-ecran a tubului. Ca rezultat se obține un regim de lucru nou (ca și cum ar funcționa un tub nou cu alte caracteristici statice). Aspectul acestor caracteristici statice noi depinde de „coeficientul de divizare a sarcinii" p, care este egal cu:

$$p = \frac{Z_{g2}}{Z_a} = \frac{n_{g2}^2}{n_a^2},$$

unde Z_a și Z_{g2} sînt impedanțele de sarcină din circuitele anodului și grilei-ecran;

n_a și n_{g2} — numărul de spire corespunzător anodului și respectiv grilei-ecran.

Rezultate optime pentru acest mod de conectare a tubului se obțin în amplificatoarele în contratimp funcționînd în clasă AB_1, unde coeficientul de distorsiuni de neliniaritate poate atinge valori minime (ce nu se obțin nici în cazul conectării tubului ca pentodă, nici ca triodă). De aceea regimul supraliniar de funcționare a tuburilor se întrebuințează, de cele mai multe ori, în etajele finale în contratimp. Coeficientul de divizare a sarcinii este egal cu:

pentru tuburile de tipurile 6П14П și 6П3С ... 18,5%;
pentru tuburile de tipurile 6П1П și 6П6С ... 5%.

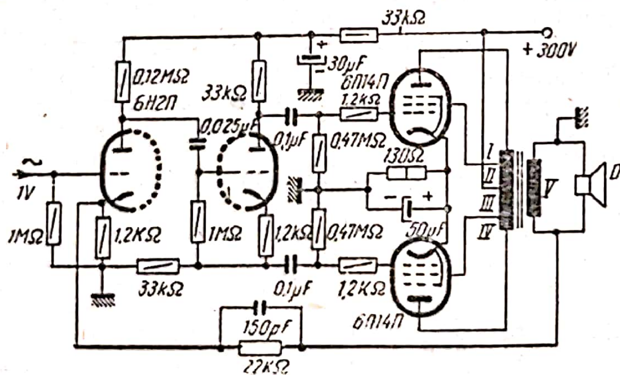


Fig. 8-16. Schema amplificatorului cu etaj final supraliniar în contratimp.

În cazul acestor valori ale lui p și cînd întregului amplificator îi este aplicată o reacție negativă de 15—20 dB, coeficientul de distorsiuni de neliniaritate obținut este 0,5—0,7%.

Schema practică a unui etaj final în contratimp, după montajul supraliniar, este arătată în fig. 8-16.

Transformatorul de ieșire este bobinat pe miez din tole din plăci VIII-19 — grosimea pachetului fiind de 3 mm (tole din oțel electrotehnic, marca Э-330, grosime 0,35 mm). Înfășurările I și IV au cîte 1140 spire, iar înfășurările II și III, cîte 860 spire din sîrmă ПЭЛ 0,18. Înfășurarea V este calculată pentru rezistența de sarcină de 15 Ω și are 176 spire din sîrmă ПЭЛ 0,83.

8-7. REACȚIA NEGATIVĂ ÎN AMPLIFICATOARELE DE JOASĂ FRECVENȚĂ

Reacție negativă se numește conectarea ieșirii amplificatorului cu intrarea lui în așa fel încît tensiunea de reacție să se găsească în antifază cu tensiunea sursei de semnal.

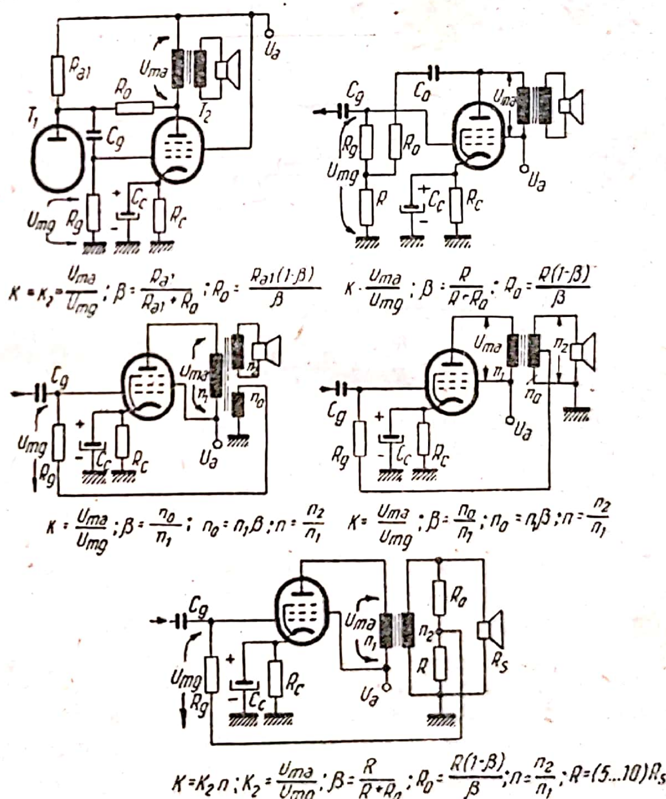
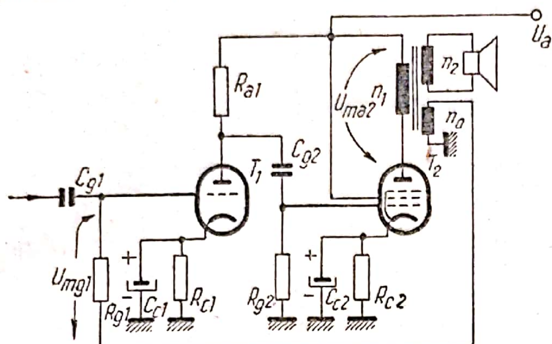


Fig. 8-17. Scheme de aplicare a tensiunii de reacție negativă pe un singur etaj.

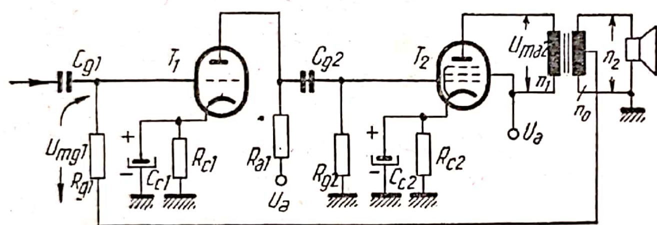
Reacția negativă micșorează toate tipurile de distorsiuni în etajele pe care le cuprinde și de aceea se folosește pe scară largă în amplificatoarele de joasă frecvență. În afară de acest avantaj, prin aplicarea reacției negative se micșorează brumul produs de curentul alternativ și se îmbunătățește caracteristica de frecvență a amplificatorului.

După principiul de acțiune deosebim: reacția negativă de tensiune, de curent sau mixtă.

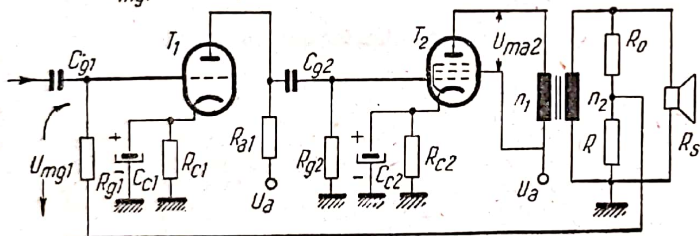
Reacția negativă de tensiune se caracterizează prin conectarea circuitului de reacție în paralel cu sarcina amplificatorului, acțiunea ei fiind proporțională cu tensiunea



$K=K_1K_2=\frac{U_{ma2}}{U_{mg1}}; \beta=\frac{n_0}{n_1}; n_0=\beta n_1; n=\frac{n_2}{n_1}$



$K=K_1K_2=\frac{U_{ma2}}{U_{mg1}}, \beta_1=\frac{n_0}{n_1}; n_0=n_1\beta_1$ sau $K=K_1K_2n; \beta_2=\frac{n_0}{n_2}; n_0=n_2\beta_2; n=\frac{n_2}{n_1}$



$K=K_1K_2n; \beta=\frac{R}{R+R_0}; R_0=\frac{R(1-\beta)}{\beta}; n=\frac{n_2}{n_1}; R=(5...10)R_s$

Fig. 8-18. Scheme de aplicare a tensiunii de reacție negativă pe două etaje.

de ieșire a amplificatorului. În fig. 8-17 și 8-18 sînt indicate schemele de conectare ale reacției negative. Aplicînd o reacție negativă de tensiune în etajul final, se micșorează impedanța de ieșire a amplificatorului, ceea ce are o influență pozitivă asupra funcționării difuzoarelor.

Conectarea reactanțelor (condensatoare și inductanțe) în circuitul reacției negative face ca acesta să fie dependent de frecvență, lucru folosit adesea pentru variația caracteristicii de frecvență a amplificatorului și pentru reglajul tonului.

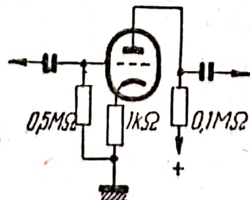


Fig. 8-19. Schema etajului cu reacție negativă de curent.

Reacția negativă de curent se caracterizează prin conectarea circuitului de reacție în serie cu sarcina amplificatorului, acțiunea ei fiind proporțională cu curentul de ieșire al amplificatorului. Reacția negativă de curent se obține prin introducerea unei rezistențe de negativare în circuitul catodic al tubului fără a o șunta cu un condensator (fig. 8-19).

Reacția negativă de curent mărește impedanța de ieșire a amplificatorului și de aceea aplicarea ei în etajul final nu este întotdeauna indicată. Se poate folosi numai la construirea unui amplificator simplu cu preț minim și cu parametri de calitate redusă.

Calculul reacției negative de tensiune

Cantitativ acțiunea reacției negative este caracterizată de coeficientul de reacție A, care arată de cîte ori reacția micșorează amplificarea etajelor pe care se aplică:

$$A=1+\beta K,$$

unde β este coeficientul de transfer, care indică ce parte din tensiunea de ieșire se aplică la intrarea amplificatoarelor sau etajelor cu reacție;

K — amplificarea etajelor respective, fără reacție. Adesea reacția este caracterizată prin adîncimea ei, coeficientul A fiind exprimat în decibeli:

$$A_{dB}=20\lg(1+\beta K).$$

Amplificarea etajului cu reacție negativă este:

$$K_\beta=\frac{K}{A}=\frac{K}{1+\beta K}.$$

Micșorarea coeficienților de distorsiuni de neliniaritate și de frecvență, precum și a tensiunii de brum în curent alternativ, la introducerea în amplificator a reacției negative, este exprimată prin următoarele formule:

$$\gamma_\beta=\frac{\gamma}{A};\quad U_{B_\beta}=\frac{U_B}{A};\quad M_\beta=\frac{M}{A},$$

Tensiunea care trebuie aplicată amplificatorului în cazul existenței reacției negative:

$$U_{intr\,\beta}=U_{intr}A.$$

Formulele de calcul pentru fiecare schemă cu reacție negativă sînt indicate pe fig. 8-17 și 8-18.

Exemplu de calcul. Se dau: un amplificator cu două etaje (schema de sus din fig. 8-18) cu $K=70$; $U_{intr}=0{,}1$ V; $\gamma=5\%$; $U_B=0{,}01$ V; $n_1=2000$ spire. Se consideră $\beta=0{,}03$. Se determină:

$$A=1+0{,}03\times70=3{,}1\ (9{,}8\ \text{dB});$$

$$K_\beta=\frac{70}{3{,}1}=22{,}6;\quad \gamma_\beta=\frac{5}{3{,}1}=1{,}6\ \%;$$

$$U_{B_\beta}=\frac{0{,}01}{3{,}1}=0{,}0032\ \text{V};$$

$$U_{intr\,\beta}=0{,}1\times3{,}1=0{,}31\ \text{V};\quad n_0=0{,}03\times2000=60\ \text{spire}.$$

Etaj cu sarcină în catod

Schema acestui etaj (fig. 8-20) numit „repetor catodic“ reprezintă un caz particular al amplificatorului de tensiune cu reacție negativă, puternică. Această denumire este dată etajului pentru că tensiunea alternativă la ieșire repetă tensiunea de la intrare, corespunzînd ca fază și fiind ca valoare apropiată de aceasta.

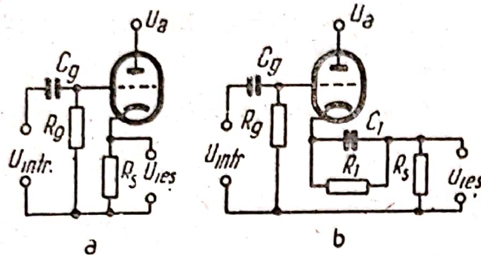


Fig. 8-20. Schemele etajului cu sarcină în catod : *a* — schema clasică ; *b* — schema cu sursă suplimentară pentru tensiunea de negativare.

Repetorul catodic are rezistența de intrare mare și rezistența de ieșire mică. Rezistența de sarcină (de ieșire) este :

$$R_s \approx \frac{1}{S},$$

unde S este panta tubului.

La repetorul catodic coeficientul de transfer $\beta=1$. De aceea, un astfel de etaj nu amplifică tensiunea de intrare ($K<1$).

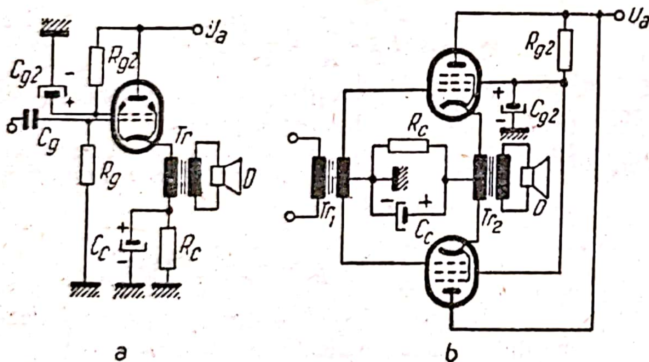


Fig. 8-21. Scheme practice ale repetorului catodic : *a* — etaj final nesimetric (cu un singur tub) ; *b* — etaj final în contratimp ; *c* — etaj preamplificator ; *d* — etaj inversor de fază.

Cu toate acestea, repetorul catodic își găsește o largă întrebuințare mai ales în schemele aparatelor de măsurat. În amplificatoarele de joasă frecvență repetorul catodic poate fi folosit ca etaj final (fig. 8-21, *a* și *b*) și ca etaj de separare între etajul inversor de fază și cel final, cînd acesta din urmă funcționează cu curenți de grilă (fig. 8-21, *d*).

Calculul repetorului catodic

În cazul folosirii repetorului catodic în schemele amplificatoare de joasă frecvență, valoarea rezistenței de sarcină R_s și regimul de lucru al tubului se aleg astfel încît scăderea de tensiune continuă pe rezistența de sarcină să creeze o tensiune necesară de negativare pe grila de comandă a tubului.

Coeficientul de transfer al tensiunii la repetorul catodic este :

$$K=\frac{S\cdot R_s}{1+SR_s}.$$

Rezistența internă echivalentă (Ω) a repetorului catodic la frecvențele audio inferioare este :

$$R_i'=\frac{1}{S},$$

unde S este panta tubului, A/V.

Rezistența de ieșire efectivă a repetorului catodic este :

$$R_{ieș}=\frac{R_sR_i'}{R_s+R_i'}.$$

Stabilitatea amplificatorului cu reacție negativă

În amplificatorul de joasă frecvență cu reacție negativă poate apărea autoexcitația, care se manifestă sub formă de fluierături. Uneori, din cauza autoexcitației amplificatorului pe frecvențele superaudibile cresc distorsiunile de neliniaritate.

Aceasta se explică în modul următor.

În schema amplificatorului cu reacție negativă, în circuitele de amplificare și de reacție sînt posibile defazaje mari. De exemplu, cînd pe una sau mai multe frecvențe defazajul va fi egal cu 180°, atunci reacția devine pozitivă, iar amplificatorul începe să autooscileze. De obicei aceasta se observă la frecvențele superaudibile, iar cîteodată și la frecvențele joase. În cazul apariției reacției pozitive, cînd produsul $K\beta \geqslant 1$, amplificatorul poate genera oscilații de o anumită frecvență, chiar dacă la intrarea acestuia nu este aplicată tensiunea de excitație.

Probabilitatea de apariție a autoexcitației în amplificatorul cu reacție este cu atît mai mare, cu cît crește numărul de etaje cu reacție și cu cît este mai mare produsul $K\beta$. În cazul reacției pe un singur etaj, de obicei, nu apare autoexcitația. Pentru a asigura funcționarea stabilă a amplificatorului se recomandă aplicarea reacției la cel mult trei etaje, iar în acest caz coeficientul de reacție A trebuie să nu depășească valoarea 2 (6 dB). În cazul aplicării reacției negative la două etaje ale amplificatorului, coeficientul de reacție poate ajunge pînă la 3—5 (10—15 dB). În afară de aceasta, este indicat să se întrebuințeze condensatoare de trecere de capacitate cît mai mare, iar transformatoarele să aibă inductanțe de scăpări cît mai mici posibile.

8-8. REGLAJUL ÎN AMPLIFICATORUL DE JOASĂ FRECVENȚĂ

Reglajul volumului (amplificării)

Pentru a menține constantă valoarea amplitudinii semnalului util și pentru a evita astfel supraîncărcările amplificatorului de joasă frecvență în etajele de intrare ale acestuia se întrebuințează reglajul de volum (fig. 8-22), realizat cu potențiometrul R.

Dacă amplificatorul de joasă frecvență este destinat pentru radioreceptoare sau picupuri, atunci potențiometrul R se montează de obicei în locul rezistenței de sarcină a detectorului sau a picupului, adică la intrarea amplificatorului. La amplificatoarele cu sensibilitate mare, destinate să lucreze cu microfon sau cu cap de magnetofon, potențiometrul de volum se introduce după primul etaj, ceea ce duce la slăbirea influenței cîmpurilor exterioare.

Fig. 8-22. Schema clasică pentru reglajul volumului.

Fig. 8-23. Schema de reglaj al volumului cu compensare a tonului:

a și *b* — cu ajutorul circuitului *RC*; *c* — cu ajutorul circuitului *RC* și al reacției negative; *d* — numai cu ajutorul reacției negative.

Valoarea maximă admisă a rezistenței (MΩ) pentru potențiometrul de volum, la care nu se introduc distorsiuni de frecvență, se determină cu relația:

$$R=\frac{0{,}2\cdot 10^3}{f_s\cdot C_{intr}}-R_i,$$

unde f_s este frecvența superioară a benzii de trecere, kHz;

C_{intr} — capacitatea de intrare a etajului ce conține potențiometrul de volum, pF;

R_i este rezistența internă a sursei de semnal, MΩ (dacă potențiometrul de volum este situat după primul etaj ce funcționează cu pentodă, atunci în loc de R_i trebuie să introducem valoarea rezistenței de sarcină R_a).

În amplificatoarele de joasă frecvență de înaltă calitate cu bandă de trecere mare se întrebuințează reglajul de volum cu compensarea tonului, datorită căruia se creează un timbru sonor constant pentru diferite intensități de reproducere. Cîteva dintre schemele de acest tip sînt indicate în fig. 8-23. Valorile elementelor circuitului R_1C_1, compensator de ton, se pot determina cu ajutorul nomogramei din fig. 8-24.

Fig. 8-24. Nomograma pentru calculul rezistenței și condensatorului din circuitul *RC* pentru compensare de ton în cazul reglajului de volum.

Exemplu de calcul. Se dă $R'=0{,}1$ MΩ. Accentuarea frecvențelor audio inferioare — 10 dB (de 3 ori).

Se determină:

Intersecția curbei $R'=0{,}1$ MΩ cu dreapta orizontală $K=3$ (punctul *1* din fig. 8-24). Punctul aflat astfel se aduce printr-o mișcare de translație în partea de jos a nomogramei pînă la intersecția cu curba similară R' (punctul *2*) și apoi verticala se continuă pînă la intersecția cu axa R_1. Pentru exemplul nostru $R_1=10$ kΩ, iar $C_1=0{,}025$ μF.

Reglajul tonului

Prin reglajul tonului se înțelege modificarea caracteristicii de frecvență a amplificatorului de joasă frecvență. În prezent se întrebuințează atît reglajul continuu al tonului, care permite variația amplificării pînă la limitele benzii de frecvențe reproduse de amplificator, cît și reglajul în trepte (registre de ton), care modifică dintr-odată toată caracteristica de frecvență a amplificatorului pentru reprodu-

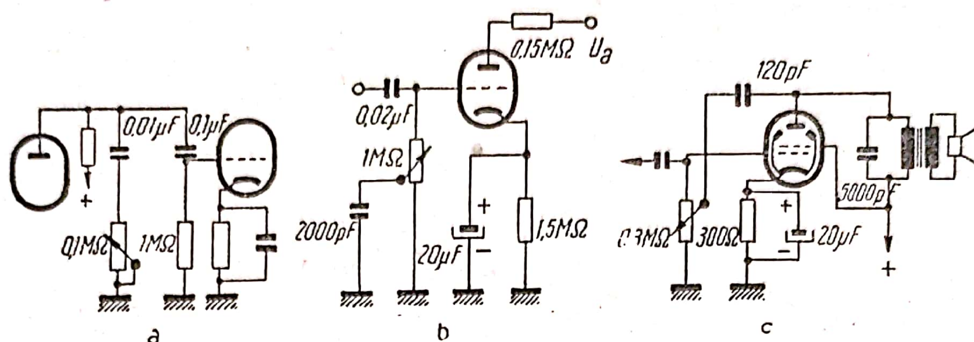


Fig. 8-25. Scheme pentru reglajul tonului în domeniul frecvențelor audio superioare : *a* și *b* — cu ajutorul amplificării variabile ; *c* — cu ajutorul reacției negative.

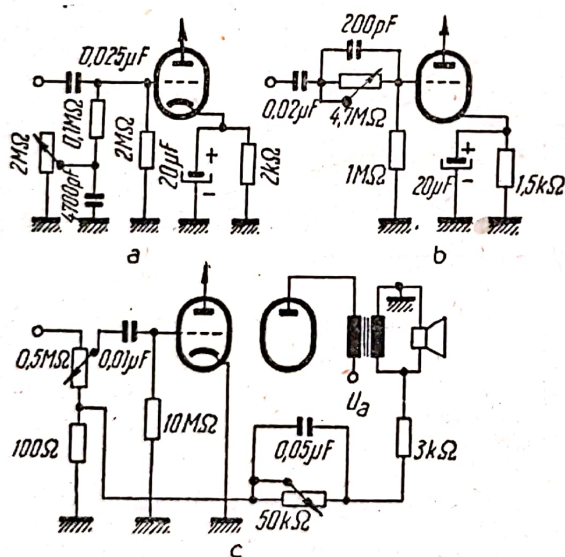


Fig. 8-26. Scheme pentru reglajul tonului în domeniul frecvențelor audio inferioare :

a și *b* — cu ajutorul amplificării variabile ; *c* — cu ajutorul reacției negative.

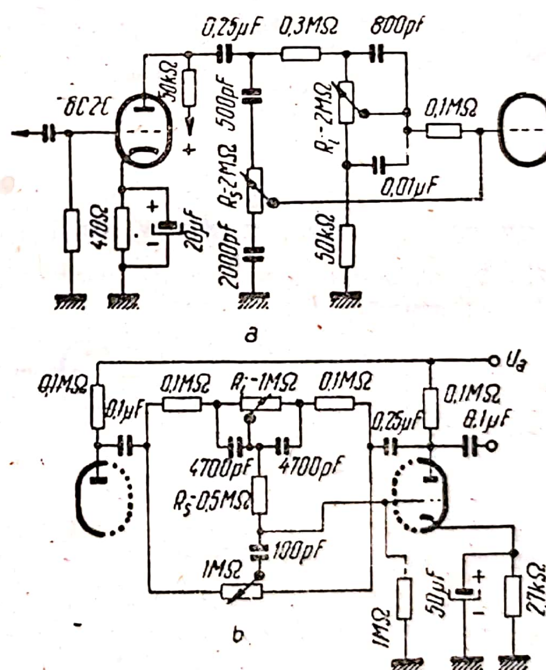


Fig. 8-27. Scheme pentru reglajul tonului care asigură accentuarea și deaccentuarea caracteristicii de frecvență la frecvențele audio superioare și inferioare :

a — în circuitul de amplificare ; *b* — cu ajutorul reacției negative.

cerea cît mai bună a unei anumite părți din program. Trebuie arătat că pentru a regla tonul în limite largi și la creșterea caracteristicii de frecvență la limitele benzii reproduse este necesar, indiferent de procedeul de reglaj utilizat, să existe o rezervă suficientă de amplificare în etajele preamplificatoare de joasă frecvență. Modificarea tonului se poate obține prin folosirea unei amplificări variabile în funcție de frecvență, a unei reacții negative dependentă de frecvență și în sfîrșit prin combinarea ambelor procedee. Pentru primul procedeu de reglaj al tonului sînt caracteristice panta variabilă și frecvența fixă de trecere.

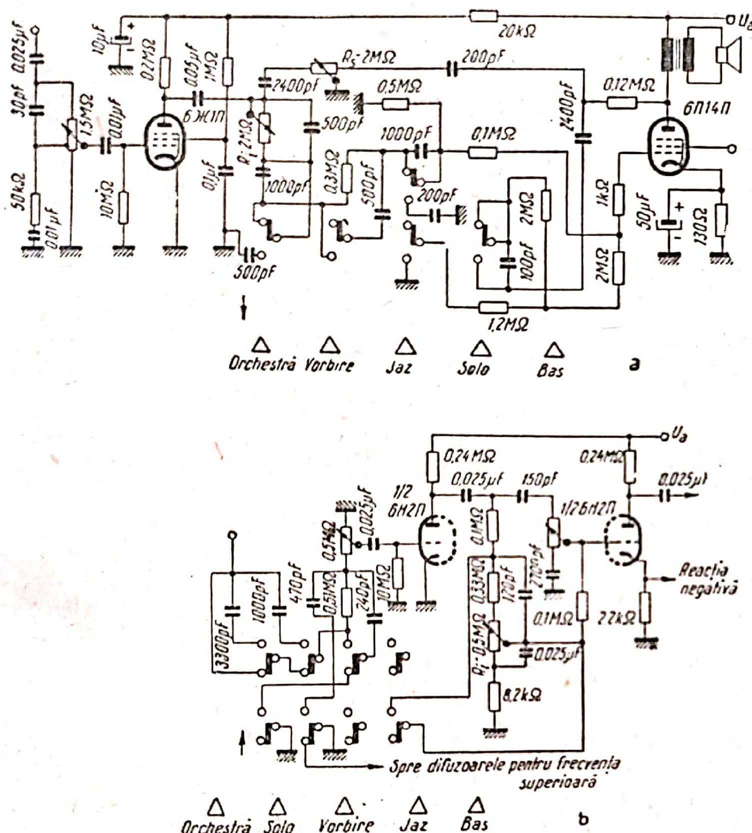


Fig. 8-28. Schemele registrului de ton:
***a* – la ieșirea amplificatorului; *b* – la intrarea amplificatorului.**

Al doilea procedeu al reglajului de ton este caracterizat dimpotrivă printr-o frecvență de trecere variabilă și printr-o pantă a caracteristicii de frecvență constantă.

Cele mai simple scheme pentru reglajul de ton care permit scăderea amplificării la frecvențele superioare ale gamei audio sînt indicate în fig. 8-25; schemele montajelor cu ajutorul cărora se obține scăderea amplificării la frecvențele audio inferioare sînt indicate în fig. 8-26. În afară de aceste reglaje simple, se folosesc destul de des reglaje de ton mai complexe, care permit creșterea sau scăderea amplificării atît la frecvențele inferioare cît și la cele superioare ale gamei audio (fig. 8-27). Schemele registrului de ton sînt indicate în fig. 8-28. Ele au cinci părți: „orchestră", „solo", „jaz", „vorbire" și „bas" — fiecare dintre ele schimbînd caracteristica de frecvență a amplificatorului în așa fel încît să asigure o reproducere cît mai bună a programului transmis. Astfel, în poziția „vorbire" sînt atenuate brusc frecvențele audio superioare și inferioare, în poziția „solo" caracteristica de frecvență prezintă accentuări neînsemnate la frecvențele audio superioare și inferioare, în poziția „jaz" ea capătă o creștere accentuată la frecvențele audio superioare, iar în poziția „bas", o creștere la frecvențele audio inferioare.

În poziția „orchestră" amplificatorul are caracteristica de frecvență obișnuită cu o oarecare creștere la limitele benzii de trecere. Din punct de vedere constructiv, comutatorul registrului de ton se execută în așa fel încît trecerea pe poziția „bas" să se poată face ca un adaos la oricare altă poziție a acestuia.

8-9. AMPLIFICATOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ PENTRU RECEPTOARE CU SONORIZARE ÎMBUNĂTĂȚITĂ

Îmbunătățirea sonorizării se obține prin dispunerea specială a difuzoarelor în cutia receptorului și prin distribuirea acestora pe diferite frecvențe ale spectrului audio.

În amplificatoarele de joasă frecvență cu un canal împărțirea benzii de frecvențe audio în căi (de obicei în două căi) se face la ieșirea etajului final, fiind posibile două moduri de conectare a difuzoarelor. În primul caz (fig. 8-29, *a*), în anodul tubului final sînt conectate două transformatoare de ieșire. Difuzoarele din gama frecvențelor audio joase și medii D_1 și D_2 sînt alimentate de la transformatorul Tr_1. Înfășurarea primară a acestui transformator este șuntată de un condensator în scopul corectării caracteristicii de frecvență în domeniul frecvențelor audio superioare. Difuzoarele D_3 și D_4, pentru frecvențele superioare, se alimentează de la transformatorul de ieșire Tr_2, care este conectat în anodul tubului final printr-un condensator. Capacitatea condensatorului se alege astfel încît reactanța lui la frecvența limită (de obicei 800—1500 Hz) să fie egală cu rezistența de intrare a transformatorului Tr_2. În acest caz, la difuzoarele D_1 și D_2 se vor aplica frecvențele joase și medii, iar la difuzoarele D_3 și D_4, numai frecvențele audio înalte.

În cel de-al doilea caz (fig. 8-29, *b*), toate difuzoarele se alimentează de la un singur transformator de ieșire, însă difuzoarele pentru frecvențele superioare se conectează între capetele înfășurării secundare (sau la diferite prize ale acesteia) printr-un condensator de mare capacitate. În cazul

unei astfel de conectări valoarea capacității condensatorului de cuplaj se alege astfel încît reactanța lui la frecvența limită să fie egală cu rezistența totală a bobinelor difuzoarelor de înaltă frecvență.

800 . . . 1500 Hz) reduce simțitor distorsiunile de intermodulație care apar în amplificatoarele de joasă frecvență și bandă largă. În al treilea rînd, îmbunătățirea sonorizării poate fi obținută atunci cînd se aleg corect puterile ce se

a

b

Fig. 8-29. **Scheme de amplificatoare de joasă frecvență cu sonorizare îmbunătățită :**
a — **cu două transformatoare de ieșire ;** *b* — **cu un singur transformator de ieșire.**

8-10. AMPLIFICATOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ CU DOUĂ CĂI

Amplificatorul de joasă frecvență, în care gama de frecvențe reproduse se împarte cu ajutorul filtrelor *RC* în căi separate imediat după etajul preamplificator, se numește „multicanal". In receptoarele radio, precum și în construcțiile de amatori, cea mai mare răspîndire o au amplificatoarele în care banda de trecere se împarte în două căi : calea frecvențelor superioare și calea frecvențelor inferioare. Acest amplificator, denumit și amplificator cu două canale, prezintă o serie de avantaje în comparație cu amplificatorul obișnuit monocanal, de bandă largă. In primul rînd, în cazul amplificării pe două canale, fiecare canal are etajul său final, ceea ce, în cazul sistemului cu sonorizare îmbunătățită, permite nu numai realizarea unei adaptări optime între etajul final și sistemul acustic, dar și obținerea unei caracteristici de frecvență cît mai adecvate canalului respectiv, prin introducerea reacției negative dependente de frecvență. In al doilea rînd, împărțirea benzii de trecere reproduse de amplificatoare în canale și alegerea corectă a frecvențelor ce le separă (frecvența limită se află de obicei în gama aplică diferitelor grupe de difuzoare, iar acest lucru este mai ușor de obținut în amplificatorul cu două canale. In sfîrșit, în al patrulea rînd, în amplificatorul cu două etaje reglajul de ton se poate efectua prin simpla variație a amplificării canalului respectiv.

In fig. 8-30 este indicată una dintre schemele simple ale amplificatorului de joasă frecvență cu două canale, în care se observă principiul de realizare a unor astfel de montaje. Trebuie subliniat că pentru canalul frecvențelor inferioare este mai convenabil să existe un etaj final în contratimp, deoarece puterile din spectrul sonor sînt transmise în cea mai mare parte pe frecvențele inferioare. Schema unui astfel de amplificator este dată în fig. 8-31.

In prezent se introduce reproducerea stereofonică a sunetului cu ajutorul discurilor sau al benzii de magnetofon. In acest caz partea de amplificare a picupului sau a magnetofonului trebuie să fie construită tot după schema cu două canale, însă cu deosebirea că ambele canale trebuie să fie identice ca schemă, să reproducă aceeași bandă de frecvențe, avînd aceeași putere de ieșire și elemente comune pentru reglajul volumului și al tonului. Una dintre schemele simple ale amplificatoarelor destinate pentru reproducerea de discuri stereofonice este dată în fig. 8-32.

Fig. 8-30. Schema amplificatorului de joasă frecvență cu două canale, cu etaj final simplu.

Fig. 8-31. Schema amplificatorului de joasă frecvență cu două canale, cu etaj final în contratimp.

Fig. 8-32. Schema amplificatorului de joasă frecvență pentru reproducerea stereofonică a imprimărilor de pe plăci.

8-11. CALCULUL CONSTRUCTIV AL TRANSFORMATOARELOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

În funcție de condițiile de lucru și de poziția în schemă, transformatoarele de joasă frecvență se împart în transformatoare de intrare, intermediare și de ieșire.

Transformatoarele de intrare se folosesc de obicei în amplificatoarele de microfon sau magnetofon atunci cînd este necesar să se lărgească gama dinamică a acestora prin mărirea semnalului față de nivelul de zgomot.

Transformatoarele intermediare se întrebuințează pentru legătura dintre etajele amplificatorului atunci cînd alte procedee de conectare sînt incomode sau neraționale. Transformatoarele intermediare se întrebuințează și în cazul în care etajul următor funcționează cu curenți de grilă, este în contratimp sau necesită o tensiune de excitație considerabilă, avînd în același timp distorsiuni mici.

Transformatoarele de ieșire cuplează sarcina de mică impedanță (difuzoare) la circuitul anodic al tubului final, realizînd o transformare a acestei impedanțe în așa fel încît amplificatorul să lucreze pe sarcina optimă, rezultată din calculul regimului de funcționare a etajului.

Calculul transformatorului

Secțiunea (cm²) barei mijlocii a miezului este:

$$q_{med}=\frac{I_{a0}^2 \cdot L_1}{8000},$$

unde I_{a0} este componenta continuă a curentului anodic, mA;
L_1 — inductanța înfășurării primare a transformatorului, H.

Folosind valoarea obținută pentru q_{med} din tabela 8-4 se aleg tipul și dimensiunile miezului (restul de date pentru tole sînt indicate în tabela 16-10).

Numărul de spire ale înfășurării primare se determină din expresia

$$n_1=550\sqrt{L_1\frac{l_{med}}{q_{med}}},$$

în care l_{med} este lungimea medie a liniei de forță a miezului, cm.

Numărul de spire ale înfășurării secundare

$$n_2=n_1 \cdot n.$$

Diametrul (mm) sîrmei din înfășurările primare și secundare

$$d=0{,}15\sqrt{\frac{l_s \cdot n}{r}},$$

unde l_s este lungimea medie a spirei, m;
r — rezistența activă a înfășurării, Ω.

Dacă transformatorul lucrează cu curent de magnetizare (înfășurarea primară este conectată în circuitul anodic al tubului și prin ea circulă curentul anodic), atunci miezul transformatorului este prevăzut cu un întrefier de lungimea l_i, determinat din relația:

$$l_i=\frac{n_1 \cdot I_{a0}}{16} \cdot 10^{-5} \text{ (mm)}.$$

Cînd una dintre înfășurările primară sau secundară se conectează la etajul în contratimp, de la mijlocul acestor înfășurări se scot prize.

În încheierea calculului transformatorului, trebuie să se verifice dacă înfășurările lui încap în fereastra miezului ales.

Grosimea înfășurării (mm) la bobinarea spiră lîngă spiră se află cu relația

$$A=\frac{d_{iz} \cdot n}{k_u \cdot h_B},$$

Tabela 8-4

Cîteva date ale miezurilor de oțel pentru transformatoare de ieșire

Tipul miezului	q_{med}, cm²	l_{med}, cm	l_s, cm	Tipul miezului	q_{med}, cm²	l_{med}, cm	l_s, cm
УШ-12×12	1,27	6,74	7	Ш-12×12	1,27	6,68	6,5
УШ-12×18	1,9	6,74	8,2	Ш-12×18	1,9	6,68	7,7
УШ-12×24	2,54	6,74	9,4	Ш-12×24	2,54	6,68	8,9
УШ-16×16	2,25	9,03	9,28	Ш-16×16	2,25	8,9	8,6
УШ-16×24	3,38	9,03	10,9	Ш-16×24	3,38	8,9	10,2
УШ-16×32	4,5	9,03	12,5	Ш-16×32	4,5	8,9	11,8
УШ-19×19	3,18	10,6	11	Ш-18×18	2,85	10	9,8
УШ-19×28	4,68	10,6	12,8	Ш-18×27	4,28	10	11,6
УШ-19×38	6,35	10,6	14,8	Ш-18×36	5,71	10	13,4
УШ-22×22	4,26	12,4	13	Ш-20×20	3,52	11,1	10,9
УШ-22×33	6,39	12,4	15,2	Ш-20×30	5,28	11,1	12,9
УШ-22×44	8,52	12,4	17,4	Ш-20×40	7,04	11,1	14,9
УШ-26×26	5,95	14,7	15,4	Ш-24×24	5,07	13,4	13
УШ-26×39	8,92	14,7	18,	Ш-24×36	7,61	13,4	15,4
УШ-26×52	11,9	14,7	20,6	Ш-24×48	10,1	13,4	17,8

în care d_{iz} este diametrul sîrmei înfășurării cu izolație, mm;
n — numărul de spire ale înfășurării;
k_u — coeficientul de umplere a ferestrei înfășurării (valorile pentru diferite procedee de bobinaj și diferite diametre ale sîrmei se dau în tabela 8-5);
$h_B = h - \Delta h$ — înălțimea bobinajului, mm (Δh=grosimea pereților carcasei; deci h_B este grosimea înfășurării în cazul bobinajului fără carcasă; valoarea h se ia din tabela 16-10).

Se dau: tipul de înfășurare: obișnuită; izolația dintre straturi, pentru înfășurarea primară, din hîrtie telefonică (δ_{iz}=0,05 mm); izolația între înfășurări și între straturile secundarului din hîrtie de cablu (δ=0,12 mm); grosimea pereților carcasei δ_c=1,5 mm și Δh=3 mm; sîrma pentru înfășurarea primară și secundară — de tip ПЭЛ.

Se determină:

$$q_{med} = \frac{2500 \times 9{,}5}{8000} = 2{,}96 \text{ cm}^2.$$

Tabela 8-5

Coeficientul de umplere k_u al ferestrei înfășurării

Diametrul sîrmei cu izolație, mm	Coeficientul de umplere			
	Înfășurare fără strat izolator		Înfășurare cu strat izolator	
	carcasa cilindrică	carcasa dreptunghiulară	carcasa cilindrică	carcasa dreptunghiulară
0,05	0,75	0,65	0,6	0,5
0,1	0,8	0,7	0,7	0,6
0,2	0,85	0,75	0,75	0,7
0,5	0,9	0,8	0,8	0,75

Numărul de straturi pe înfășurare (la bobinarea normală) se află din expresia

$$N = \frac{d_{iz} \cdot n}{h_B}.$$

In cazul bobinării obișnuite cu izolație între straturi, grosimea înfășurării (mm) se determină din formula

$$A = (1{,}2 \ldots 1{,}4)\,[d_{iz}N + \delta_{iz}(N-1)],$$

în care δ_{iz} este grosimea izolației dintre straturile înfășurării, mm.

Coeficientul 1,4 se alege în cazul în care înfășurarea se bobinează cu sîrmă subțire; în această situație numărul straturilor este mare și raportul dintre laturile carcasei este egal cu 1 : 2. Coeficientul 1,2 se folosește în cazul sîrmei de diametru mare, cînd numărul de spire ale înfășurării este mic, iar secțiunea miezului, patrată.

Grosimea totală (mm) a bobinajului transformatorului este:

$$A_{tr} = \delta(m-1) + \delta_c + A_1 + A_2,$$

unde: m este numărul de înfășurări ale transformatorului;
δ — grosimea izolației dintre înfășurări, mm;
δ_c — grosimea pereților carcasei, mm.

Dispunerea înfășurărilor transformatorului pe miezul de dimensiuni date se poate face în bune condițiuni atunci cînd $A_{tr} < b$.

Dacă înfășurările nu încap în fereastra miezului, se alege un alt tip de miez sau un miez cu secțiune mai mare și se repetă calculul constructiv al transformatorului.

Exemplu. Să se determine datele constructive și posibilitatea dispunerii înfășurărilor transformatorului de ieșire al cărui calcul electric a fost făcut la subcap. 8-4.

Se alege miezul de tip УШ-16×24, pentru care q_{med}=3,38 cm², l_{med}=9,03 cm; l_s=0,109 m. Pentru tolele de transformator tip УШ-16, h=20 mm și b=10 mm;

$$n_1 = 550\sqrt{9{,}5 \cdot \frac{9{,}03}{3{,}38}} = 2766{,}5 \text{ spire (se aleg 2770 spire)};$$

$$n_2 = 2770 \times 0{,}028 = 77{,}5 \text{ spire (se aleg 78 spire)};$$

$$d_1 = 0{,}15\sqrt{\frac{0{,}109 \times 2770}{637{,}5}} = 0{,}1 \text{ mm } (\delta_{iz} = 0{,}115 \text{ mm});$$

$$d_2 = 0{,}15\sqrt{\frac{0{,}109 \times 78}{0{,}495}} = 0{,}62 \text{ mm } (\delta_{iz} = 0{,}66 \text{ mm});$$

$$l_l = \frac{2770 \times 50}{16} \cdot 10^{-5} = 0{,}09 \text{ mm}; \; h_B = 28 - 3 = 25 \text{ mm};$$

$$N_1 = \frac{0{,}115 \times 2770}{25} = 12{,}74 = 13 \text{ straturi};$$

$$N_2 = \frac{0{,}66 \times 78}{25} = 2{,}05 = 3 \text{ straturi};$$

$$A_1 = 1{,}4[0{,}115 \times 13 + 0{,}05\,(13-1)] = 2{,}923 \text{ mm};$$

$$A_2 = 1{,}2\,[0{,}66 \times 3 + 0{,}12\,(3-1)] = 2{,}664 \text{ mm};$$

$$A_{tr} = 0{,}12(2-1) + 1{,}5 + 2{,}923 + 2{,}664 = 7{,}2 \text{ mm} < 10 \text{ mm}.$$

Prin urmare, înfășurările vor încăpea ușor în fereastra miezului ales.

Calculul transformatorului de ieșire pentru două sarcini

Cîteodată se cere ca la înfășurarea secundară a transformatorului de ieșire să se conecteze două difuzoare de puteri diferite sau două grupe de difuzoare. In acest caz transformatorul de ieșire poate fi executat după schemele arătate în fig. 8-33.

Rapoartele de transformare pentru un astfel de transformator sînt egale cu:

$$n_1=\frac{n_{2a}}{n_1}=\sqrt{\frac{R_{s1}\cdot\alpha}{\eta\cdot R_a(1+\alpha)}},$$

$$n_2=\frac{n_{2b}}{n_1}=\sqrt{\frac{R_{s2}}{\eta R_a(1+\alpha)}},$$

unde R_{s1} și R_{s2} sînt rezistențele primei și respectiv celei de a doua sarcini, Ω;

n_1 este numărul de spire ale înfășurării primare;

n_{2a} și n_{2b} — numărul de spire ale înfășurărilor secundare;

η — randamentul transformatorului;

$\alpha=P_1/P_2$ — raportul puterilor în sarcini.

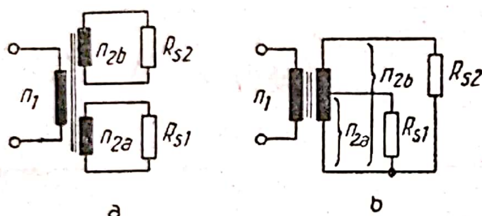


Fig 8-33. Schemele transformatoarelor de ieșire pentru două cazuri:

a — cazul conectării sarcinilor la înfășurări diferite; b — cazul conectării sarcinilor prin prize intermediare la aceeași înfășurare.

Dacă $R_{s1}/R_{s2}\approx\alpha$, ambele sarcini se pot conecta în serie la aceeași înfășurare secundară. Raportul de transformare în acest caz va fi:

$$n=\frac{R_{s1}+R_{s2}}{\eta\cdot R_a}.$$

Cînd $R_{s1}/R_{s2}\approx 1/\alpha$, ambele sarcini se pot conecta la o singură înfășurare, dar legate în paralel. În acest caz, raportul de transformare este:

$$n=\sqrt{\frac{R_{s1}\cdot R_{s2}}{\eta\cdot R_a(R_{s1}+R_{s2})}}.$$

Numărul de spire în înfășurările secundare se determină cu formulele $n_{2a}=n_1\cdot n_{sup}$; $n_{2b}=n_1\cdot n_{inf}$,

unde n_{inf} este raportul de transformare al părții inferioare;

n_{sup} — raportul de transformare al părții superioare.

În rest, calculul transformatorului de ieșire pentru două sarcini este analog calculului indicat anterior.

Calculul transformatorului la frecvențe superioare pentru etajul final cu două transformatoare de ieșire

În receptoarele cu sonorizare îmbunătățită, în anodul tubului final pot fi conectate două transformatoare de ieșire. Calculul unuia dintre ele (Tr_1 în fig. 8-29, *a*), care alimentează difuzoarele de frecvență inferioară, se face în mod obișnuit. Celălalt transformator (Tr_2) este conectat la anodul tubului final printr-un condensator de cuplaj și împreună cu acesta alcătuiește un filtru *LC* pentru frecvențele superioare. Inductanța (H) înfășurării primare a acestui transformator se calculează cu formula

$$L_1=\frac{2{,}53\cdot10^3}{f^2C},$$

în care: f este frecvența limită, kHz;

C — capacitatea condensatorului de cuplaj, pF.

Întrucît acest transformator este destinat difuzoarelor de frecvențe superioare, este necesar să se asigure o inductanță de scăpări cît mai mică. În acest scop, înfășurarea primară trebuie să se bobineze pe o carcasă cu secțiuni, sau să se întrebuințeze înfășurarea în galeți. În rest, transformatorul se calculează analog transformatorului de ieșire obișnuit.

8-12. PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE ALE TRANSFORMATOARELOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

Micșorarea nivelului de zgomot

Limita inferioară a frecvențelor de trecere prin amplificator este cuprinsă între 40 și 70 Hz. De aceea, la construcția amplificatoarelor moderne de joasă frecvență o deosebită atenție trebuie acordată atenuării maxime a nivelului de zgomot, mai ales în cazul amplificatoarelor de mare sensibilitate. În acest scop, întotdeauna se întrebuințează în etajul redresor un filtru de netezire cu două sau trei secțiuni. Rezultate mai bune se pot obține prin folosirea filtrelor de netezire separate pentru preamplificator și pentru etajul final. Atunci cînd din considerente constructive

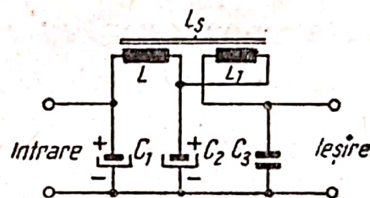


Fig. 8-34. Schema filtrului de netezire a cărui bobină de șoc este prevăzută cu o înfășurare de compensare.

sau economice acest lucru nu este realizabil, se recomandă să se adauge la bobina de șoc a filtrului o înfășurare de compensare L_1 (fig. 8-34).

Numărul de spire în înfășurarea de compensare se calculează cu formula

$$n_1=\frac{n\cdot U_c}{U_L},$$

în care: n este numărul de spire ale înfășurării principale a bobinei de șoc;

n_1 — numărul de spire ale înfășurării de compensare;

U_c — tensiunea alternativă pe al doilea condensator al filtrului redresorului, măsurată fără înfășurarea de compensare, V;

U_L — tensiunea alternativă pe înfășurarea principală a bobinei de șoc, măsurată fără înfășurarea de compensare, V.

Uneori se pot obţine rezultate destul de bune prin conectarea unui condensator în paralel cu înfăşurarea bobinei de şoc a filtrului. Se obţine în acest caz un filtru *LC* pentru frecvenţe inferioare, care trebuie acordat pe frecvenţa pulsaţiilor (100 Hz la redresorul dublă alternanţă şi 50 Hz la redresorul monoalternanţă). Acordul se realizează prin alegerea unui condensator de capacitate corespunzătoare.

La amplificatoarele de mare sensibilitate se recomandă ca filamentul primului tub să fie alimentat în curent continuu, tensiunea necesară obţinîndu-se de obicei de la o înfăşurare separată a transformatorului de forţă; ca redresoare se folosesc elemente de seleniu sau diode de germaniu montate în punte. Filtrul de netezire al redresorului din circuitul de filament al primului tub, de obicei, nu conţine bobină de şoc. In afară de aceasta, se conectează în paralel cu filamentele celorlalte tuburi un potenţiometru de 100—200 Ω, al cărui punct median se leagă la masă. Poziţia cursorului potenţiometrului se stabileşte o dată cu efectuarea reglajului amplificatorului, astfel încît să se obţină nivel minim pentru zgomotul de fond. Se poate de asemenea să se pună la masă punctul mediu al înfăşurării de filament, însă această măsură nu permite întotdeauna să se obţină un nivel minim al zgomotului.

O mare importanţă o are pentru micşorarea nivelului de zgomot ecranarea circuitelor de intrare şi a grilelor de comandă ale tuburilor. Nu trebuie să se folosească şasiul amplificatorului drept masă. Punctele din schemă conectate la masă se vor lega la o şină separată, care trebuie unită cu şasiul numai într-un punct ales pe cale experimentală după nivelul minim al zgomotului de fond.

Particularităţi constructive

Indicii calitativi ai amplificatorului de joasă frecvenţă depind în mare măsură de îmbinarea corectă a pieselor şi ansamblurilor.

Astfel, de exemplu, pentru a se evita inducţiile parazite, trebuie să se plaseze circuitele şi transformatorul de intrare cît mai departe de transformatorul de forţă şi de bobina de şoc a filtrului de redresare. Cel mai indicat este ca redresorul să se monteze pe un şasiu separat şi să se dispună la o oarecare distanţă de amplificator.

În amplificatorul de mare sensibilitate, primul tub se recomandă să fie montat în ecran metalic sau să se întrebuinţeze un tub cu balon de metal, de exemplu 6Ж8. Trebuie remarcat că acest tub, mai ales în montaj de triodă, are un nivel foarte scăzut al zgomotului de fond, lucru extrem de important pentru amplificatoarele de mare sensibilitate (acelaşi lucru se poate spune şi despre tuburile miniatură de tip 6Ж1П sau 6Н3П). Toate punctele din schemă în care pot apărea inducţii parazite trebuie să fie legate între ele numai prin cablu ecranat. Acest lucru se referă mai ales la piesele folosite la reglajul volumului şi al tonului, care trebuie protejat şi printr-un ecran. In amplificatoarele de bandă largă însă piesele folosite pentru reglaje nu se pot conecta prin cablu ecranat cu capacităţi mari între conductorul central şi cămaşa de ecranare, deoarece aceasta poate duce la o scădere importantă a amplificării frecvenţelor audio superioare.

In amplificatoarele de mare sensibilitate trebuie evitată întrebuinţarea unor rezistenţe mari în primele etaje, deoarece acestea pot fi surse ale diferitelor inducţii parazite şi zgomote de fond.

In afară de aceasta, în cazul în care în circuitele anodului şi grilei-ecran se folosesc rezistenţe de tip BC, este recomandat ca acestea să se aleagă cu o rezervă pentru puterea disipată, deoarece în cazul supraîncălzirii nivelul zgomotelor termice al rezistenţelor creşte, ceea ce serveşte drept sursă de zgomot în amplificator.

Alcătuirea schemelor

La alcătuirea schemei unui amplificator de joasă frecvenţă trebuie să se aibă în vedere nu numai sursa tensiunii de semnal, ci şi sarcina conectată la etajul final.

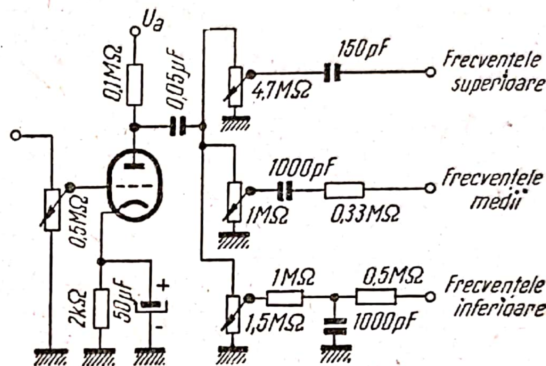


Fig. 8-35. Schema preamplificatorului de tensiune de joasă frecvenţă cu divizarea spectrului de frecvenţe în trei canale.

In cazul folosirii unui sistem acustic nedirectiv cu un mare număr de difuzoare (mai mare de patru) este bine să se întrebuinţeze schema de amplificare cu două canale. In cazuri mai complicate se poate întîmpla să fie necesară divizarea spectrului frecvenţelor reproduse de amplificator în trei canale (fig. 8-35).

La construirea unui amplificator pentru reproducerea stereofonică este foarte important ca ambele canale, în cazul în care se aplică tensiuni de intrare egale, să aibă aceeaşi putere la ieşire. In caz contrar, simetria canalelor nefiind perfectă, va fi imposibil să se obţină efectul stereofonic. Trebuie menţionat că numai alegerea minuţioasă a pieselor şi tuburilor nu poate asigura acest lucru, de aceea egalizarea puterilor de ieşire trebuie făcută în mod artificial. De exemplu, se poate recomanda un procedeu simplu şi eficace, care constă în înlocuirea rezistenţei fixe de grilă a unuia dintre tuburile fiecărui canal printr-un potenţiometru de aceeaşi valoare. Axele acestor potenţiometre se fac cu şanţ şi se scot pe panoul interior al şasiului, iar după reglajul final al amplificatorului se fixează cu vopsea.

La alcătuirea schemei amplificatorului de înaltă sensibilitate o mare importanţă o are procedeul de obţinere a tensiunii de negativare. Deseori schema cu negativare fixă, în care tensiunea necesară se obţine pe rezistenţa conectată în circuitul minusului comun, nu se poate folosi în acest caz, din cauza creşterii considerabile a nivelului de zgomot la ieşirea amplificatorului. Procedeul cel mai indicat pentru obţinerea tensiunii negative este folosirea unui redresor suplimentar conectat la înfăşurarea de filament a transformatorului de putere (fig. 8-36).

Dacă totuşi se preconizează folosirea schemei de negativare automată, atunci rezistenţa care se introduce în

circuitul catodului tubului trebuie să fie blocată printr-un condensator cu capacitatea de minimum 50—100 μF.

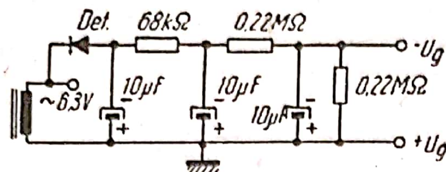


Fig. 8-36. Schema redresorului pentru obținerea tensiunii de negativare.

In practica radioamatorului apare destul de des necesitatea folosirii unui amestec de joasă frecvență. El se întrebuințează, de exemplu, pentru înregistrarea simultană de la două surse de semnal. De obicei în etajul de amestec se folosește o dublă triodă. La grilele de comandă ale acesteia se aplică tensiunile diferitelor surse prin intermediul potențiometrelor, iar semnalul util se culege de pe rezistența comună de sarcină, conectată la ambii anozi ai tubului.

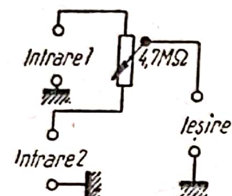


Fig. 8-37. Schema etajului de amestec cu un potențiometru.

Dacă semnalele sînt aproximativ egale ca nivel, se poate folosi un singur potențiometru (fig. 8-37).

8-13. AMPLIFICATOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ FĂRĂ TRANSFORMATOR DE IEȘIRE

Transformatorul de ieșire al amplificatorului de joasă frecvență are curba de magnetizare a miezului neliniară, ceea ce poate constitui o sursă suplimentară pentru producerea distorsiunilor de neliniaritate. În afară de aceasta, el nu permite aplicarea unei reacții negative puternice din cauza pericolului de apariție a unor defazaje considerabile, ce pot determina autooscilarea montajului. Schemele etajului final fără transformator de ieșire sînt arătate în fig. 8-38.

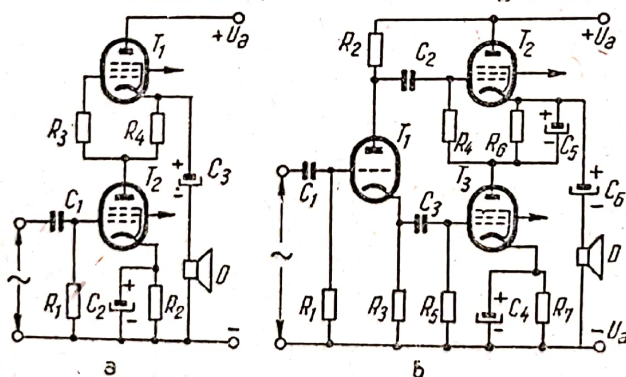


Fig. 8-38. Schemele etajului final fără transformator de ieșire: a — cu aplicarea tensiunii de excitație pe unul din tuburi; b — cu inversor de fază.

Să analizăm funcționarea schemei 8-38, a. Tensiunea de excitație ce se aplică pe grila de comandă a tubului T_2 este amplificată de acesta și transmisă pe rezistența de sarcină R_4. De pe aceasta, tensiunea amplificată se aplică prin rezistența de grilă R_3 la grila de comandă a tubului T_1. În același timp rezistența R_4 servește și pentru obținerea tensiunii de negativare a tubului T_1. Sarcina etajului (difuzorul D) este conectată în catodul tubului T_1 prin condensatorul de cuplaj C_3 de mare capacitate. Schema analizată asigură o reproducere a frecvențelor audio inferioare limitată doar de capacitatea condensatoarelor de cuplaj, iar a frecvențelor superioare, de gama dinamică a difuzorului. Caracteristica de frecvență a amplificatorului se îmbunătățește simțitor în gama frecvențelor audio inferioare, lucru care se explică prin amortizarea difuzorului de către rezistența internă mică a etajului final. Datorită acestui lucru este evitată și rezonanța difuzorului.

Dezavantajul acestei scheme, relativ simple, constă în faptul că valoarea coeficientului de distorsiuni de neliniaritate este întrucîtva mărită. Aceasta are loc pentru că tensiunea de excitație se aplică la tubul T_1 din circuitul anodic al tubului T_2, care poate introduce pînă la 2—3% distorsiuni, deoarece în acest etaj nu are loc compensarea armonicelor pare, lucru caracteristic pentru schemele în contratimp. În afară de aceasta, un astfel de etaj poate funcționa numai în regim clasă A.

Pentru a elimina deficiența specificată mai sus, se alimentează tubul T_1 separat, de la un inversor de fază special. Schema unui astfel de etaj final este arătată în fig. 8-38, b.

Trebuie menționată existența unor dificultăți în alimentarea grilei-ecran a tubului din schema de mai înainte. În scopul obținerii regimului de pentodă, grila-ecran a tubului trebuie să fie scurtcircuitată pentru curentul alternativ, la catod. În acest caz rezistența de disipație, conectată între plusul sursei de alimentare anodică și grila-ecran a tubului, se află pentru curentul alternativ legată în paralel cu sarcina etajului și pe ea se va produce prin disipație o pierdere din puterea de ieșire. Mărirea rezistenței de disipație duce însă la micșorarea tensiunii pe grila-ecran și, ca urmare, la micșorarea puterii de ieșire a etajului. De aceea, trebuie aleasă o astfel de valoare pentru rezistența de disipație, încît să se asigure o tensiune suficient de mare pe grila-ecran a tubului și o scădere neglijabilă a puterii de ieșire.

În etajul final fără transformator de ieșire, ambele tuburi sînt conectate în serie din punct de vedere al circuitului de curent continuu. De aceea, pentru alimentarea unui astfel de etaj este necesară o tensiune dublă de la sursa de alimentare anodică sau folosirea unor tuburi finale speciale, capabile să lucreze cu tensiuni anodice mici (de ordinul 100—150 V) și care să aibă o rezistență internă redusă. În afară de aceasta, drept sarcină se vor folosi difuzoare electrodinamice cu rezistență mare. Date asupra difuzoarelor de mare rezistență construite pentru acest tip de scheme se indică în tabela 8-6.

Dintre tuburile sovietice fabricate în prezent, în etajul final fără transformator de ieșire, pot fi folosite deocamdată numai pentodele tip 6П18П. Pentru o tensiune a sursei de alimentare anodică de circa 300—350 V etajul final construit cu astfel de tuburi poate da o putere de 6—8 W pentru un coeficient de distorsiuni de neliniaritate de 2—3%.

Schema practică a amplificatorului de joasă frecvență folosind tuburi de tipul 6П18П este arătată în fig. 8-39.

În această sechemă, prevăzută cu reglaj de ton fin pentru frecvențele audio inferioare (R_9) și superioare (R_7), etajele preamplificatoare funcționează cu dublă triodă 6H2П, iar etajul final funcționează cu pentoda 6П18П. Avînd puterea de ieșire 2 W, coeficientul de distorsiuni de neliniaritate al amplificatorului nu depășește 1,5%. Acest lucru se obține prin introducerea unei reacții negative pronunțate (de circa 20 dB) a cărei tensiune se obține de pe sarcina amplificatorului și se aplică în circuitul catodului tubu-

Tabela 8-6

Date asupra difuzoarelor electrodinamice de mare rezistență

Tipul difuzorului	Tipul difuzorului analog de mică rezistență	Gama de frecvențe reproduse, Hz	Bobina difuzorului					
			Rezistența activă, Ω	Impedanța la frecvența 1000 Hz, Ω	Diametrul sîrmei mm	Lățimea înfășurării, mm	Numărul de spire	Numărul de straturi în înfășurare
1ГД-17	1ГД-9	100— 7 000	200	220	0,05	4,5	441	6
2ГД-6	2ГД-3	90— 7 000	400	420	0,05	6,5	635	6
3ГД-11	3ГД-7	80— 7 000	420	440	0,05	6,0	575	6
4ГД-5	4ГД-1	60—12 000	420	440	0,05	6,0	575	6
5ГД-16	5ГД-14	70—12 000	420	440	0,05	6,0	575	6
ВГД-2	ВГД-1	800—15 000	250	260	0,04	3,5	421	6

lui T_2 prin intermediul rezistenței R_{26}. Ca sarcină a amplificatorului se folosesc patru difuzoare de mare rezistență, două dintre ele (D_1 și D_2), de tip 2ГД-6, pentru frecvențe joase și alte două (D_3 și D_4), de tip 1ГД-17, pentru frecvențe înalte. Astfel se poate obține o reproducere de calitate a programelor și îmbunătățirea sonorizării.

O schemă mai perfecționată cu alimentarea tubului de sus al etajului final de la inversorul de fază este arătată în fig. 8-40. Introducerea inversorului de fază cu sarcină distribuită, care funcționează cu una dintre triodele tubului T_2, a permis să se mărească considerabil puterea de ieșire a etajului final, iar introducerea unei reacții negative (de ordinul 30 dB) a permis micșorarea apreciabilă a distorsiunilor de neliniaritate.

Un astfel de etaj final dă o putere de ieșire pînă la 6 W și are un coeficient de distorsiuni de neliniaritate de maximum 1%. Sarcina lui poate fi constituită fie din două difuzoare de frecvențe joase 5ГД-16, fie din trei difuzoare de frecvențe înalte de tip ВГД-2. In acest din urmă caz este recomandabil ca valoarea capacității condensatorului C_{10} să fie micșorată pînă la 5μF.

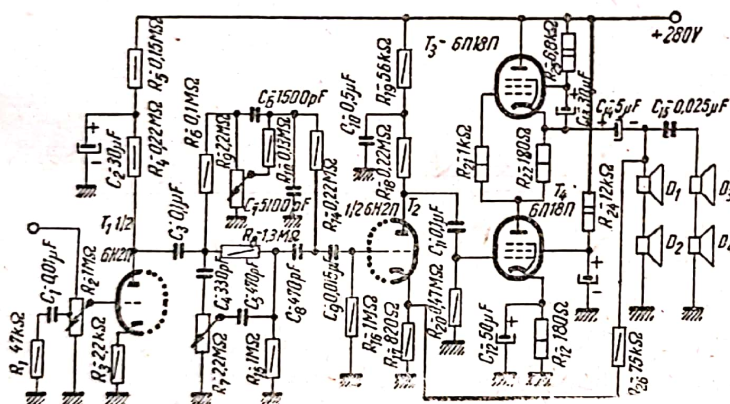


Fig. 8-39. Schema amplificatorului de joasă frecvență cu etajul final fără transformator de ieșire.

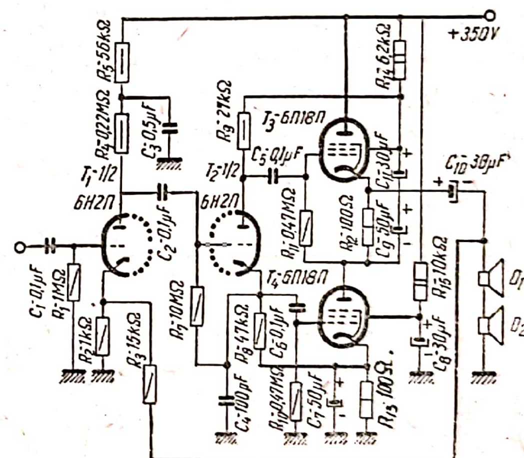


Fig. 8-40. Schema etajului final fără transformator de ieșire alimentat de la inversorul de fază.

Dintre particularitățile acestei scheme trebuie remarcată alimentarea circuitului anodic al tubului T_2. Tensiunea de excitație pentru tubul T_3 nu poate fi luată de pe toată rezistența de sarcină a inversorului de fază, deoarece în acest caz ea se va aplica nu între grila de comandă și catodul tubului, ci între grila de comandă și anod. De aceea, tensiunea de excitație pentru tubul T_3 se culege de pe rezistența R_9, conectată între anodul tubului T_2 și grila-ecran a tubului T_3.

RECEPTOARE DE RADIODIFUZIUNE

9-1. GENERALITĂŢI

Receptoare fără gamă de UUS

În funcţie de caracteristicile electrice şi acustice, receptoarele se împart în patru clase. Receptoarele cu caracteristici superioare fac parte din clasa 1, iar receptoarele cele mai simple alcătuiesc clasa 4.

Receptoarele cu alimentare de la reţea pot fi construite astfel încît să corespundă calităţilor din cele patru clase, iar receptoarele cu alimentare economică la baterii, doar cerinţelor claselor 2—4. Unele caracteristici ale receptoarelor la baterii diferă de normele stabilite pentru receptoarele la reţea de aceeaşi clasă. Astfel, valoarea puterii de ieşire pentru receptoarele la baterii s-a stabilit mult mai mică decît pentru receptoarele la reţea, aceasta fiind condiţionată de necesitatea economisirii tensiunii de alimentare. Totodată, încălzirea redusă a tuburilor şi pieselor receptoarelor la baterii permite să se stabilească norme mai severe pentru stabilitatea de frecvenţă. Trebuie relevat faptul că astăzi nu se mai fabrică receptoare la reţea de clasele 1 şi 2 fără gamă de UUS. Parametrii receptoarelor de radiodifuziune fără UUS sînt arătaţi în tabela 9-1.

Tabela 9-1

Parametrii receptoarelor fără gamă de UUS

Parametrul	Clasa receptorului				
	La reţea		La baterie		
	3	4	2	3	4
Modul de alimentare	De la reteaua de curent alternativ 127/220 V (se permite alimentarea universală de la reteaua de curent alternativ şi continuu)		De la baterie sau de la oricare sursă autonomă		
Puterea maximă consumată, W	nenormată		1,9	1,3	0,8
Coeficientul armonicelor (maxim), %					
la frecvenţele 100—200 Hz	—	—	10	—	—
la frecvenţele 200—400 Hz	12	—	7	12	—
la frecvenţele mai mari de 400 Hz	10	*	7	10	*
Puterea nominală de ieşire pentru coeficientul armonicelor arătat mai sus, VA	0,5	*	0,15	—	*
Presiunea sonoră medie pentru puterea nominală în benzile de frecvenţe indicate mai jos şi în cazul respectării normelor de putere consumată, stabilite pentru receptoarele la baterie, la distanţa de cel puţin 1 m de receptor, bari	4,5	3,5	3	3	2,5
Idem, în cazul puterii de alimentare mai mici	—	—	—	—	1,5
Banda frecvenţelor recepţionate					
150— 415 kHz	+	+	+	+	+
520—1600 kHz	+	+	+	+	+
3,95—12,1 MHz	nu e obligatorie	—	+	nu e obligatorie	—
Extensii de bandă sau semiextensii (49, 41, 31 şi 25 m)	—	—	+	—	—
Cîteva acorduri pe frecvenţe fixe pe unde lungi şi medii		sînt admise			sînt admise

Tabela 9-1 (continuare)

Parametrul	Clasa receptorului: La rețea 3	La rețea 4	La baterie 2	La baterie 3	La baterie 4
Frecvența intermediară					
465±2 kHz	+	+	+	+	+
110—115 kHz	este admisă	este admisă	—	este admisă	este admisă
Sensibilitatea pentru modulație de 30% și putere nominală de ieșire; semnalul trebuie să depășească cu cel puțin 20 dB nivelul de zgomot; μV					
pe unde lungi și medii	300	*	200	400	*
pe unde scurte	500	—	300	400	—
Sensibilitatea la bornele de picup (pentru puterea nominală de ieșire) cel puțin, V	0,25	*	0,25	—	—
Atenuarea canalelor alăturate pentru un dezacord de ±10 kHz (în cazul benzii de trecere variabile cifrele indicate corespund benzii înguste) cel puțin, dB	20	*	26	20	*
Atenuarea canalului imagine, cel puțin, dB:					
pe unde lungi	26	*	36	26	*
pe unde medii	20	*	30	20	*
pe unde scurte	—	—	12	—	—
Atenuarea semnalului de frecvență egală cu cea intermediară, cel puțin, dB	20	*	34	20	—
Caracteristica de frecvență a receptorului. Din punct de vedere al joasei frecvențe receptorul trebuie să asigure trecerea unei benzi cu o neuniformitate de cel mult 18 dB pe unde lungi și maximum 14 dB pe celelalte game, care să nu fie mai înguste de, Hz	150—3500	200—3000	100—4000	150—3500	200—3000
Deviația de frecvență a oscilatorului datorită încălzirii în 15 min, după o încălzire de 5 min, cel mult, kHz:					
pe frecvențele 9—15 MHz	12	—	3	—	—
pe frecvențele 6—9 MHz	8	—	2	—	—
Acțiunea RAA pentru variația semnalului de intrare cu 26 dB, variația semnalului de ieșire să fie cel mult, dB	10	—	8	10	—
Variația volumului folosind reglajul manual, cel puțin, dB	40	—	40	40	—
Nivelul zgomotului de fond în cazul stabilirii reglajului de volum la maxim, cel mult (pentru puterea nominală), dB	—26	*	—	—	—
Reglajul tonului:					
variația nivelului frecvențelor înalte, dB	—	—	−6	—	—
Indicatorul de acord	obligatoriu, electric		obligatoriu, mecanic		
Bandă de trecere variabilă	—	—	nu e obligatorie	—	—
Posibilitatea conectării unui difuzor suplimentar, exterior	—	—	nu e obligatorie	—	—
Posibilitatea de a conecta difuzorul receptorului la rețeaua de radioficare	—	—	obligatorie		
Numărul de tuburi, cel mult	5	4	7	5	4

Notații convenționale

— arată că parametrul respectiv nu este normat, subgama folosită sau dispozitivul respectiv nu se introduc în receptor;
* arată că parametrul respectiv este reglementat prin condițiile tehnice ale receptorului;
\+ arată prezența gamei corespunzătoare sau a frecvenței intermediare respective în receptor.

Receptoare cu gamă de UUS

În noile receptoare de radiodifuziune se introduce gama suplimentară de UUS, destinată pentru recepția stațiilor de radiodifuziune pe unde ultrascurte, cu modulație în frecvență. Parametrii acestor receptoare sînt indicați în tabela 9-2.

Tabela 9-2

Parametrii receptoarelor cu gamă de UUS, cu MF

Parametrul	Clasa receptorului		
	1	2	3
Gama frecvențelor recepționate:			
UL, kHz	150— 415	150— 415	150— 415
UM, kHz	520—1600	520—1600	520—1600
US, MHz	3,95—12,1	3,95—12,1	3,95—12,1
UUS, MHz	64,5—73,0	64,5—73,0	64,5—73,0
Frecvența intermediară:			
pentru gamele UL, UM și US, kHz	465±4	465±4	465±4
pentru gama UUS, MHz	8,4±0,1	8,4±0,1	8,4±0,1
Sensibilitatea în cazul puterii de ieșire normale pentru un raport între semnalul util și tensiunea de zgomot, măsurată cu modulația decuplată) de cel puțin 20 dB			
cu antenă exterioară			
UL, UM și US, µV	50	200	300
UUS, µV	10	20	20
cu antenă magnetică interioară			
UL și UM, mV/m	5	10	—
Atenuarea recepției în cazul dezacordului:			
cu ± 10 kHz în gamele UL, UM și US, dB	56	30	26
cu ± 250 kHz în gama UUS, dB	34	26	26
Atenuarea recepției pe frecvența imagine în gamele:			
UL, dB	56	36	26
UM, dB	46	26	20
US, dB	26	14	—
UUS, dB	26	20	20
Limitarea modulației în amplitudine parazită în gama UUS, dB	20	10	10
Atenuarea recepției frecvenței egale cu cea intermediară, dB	40	34	20
Acțiunea RAA:			
variația tensiunii la intrare, dB	60	26	26
variația corespunzătoare a tensiunii la ieșire, dB	10	12	12
Puterea nominală de ieșire, VA	6,0	2,0	0,5
Sensibilitatea la bornele de picup, V	0,2	0,25	0,25
Caracteristica de frecvență a receptorului (curba de fidelitate) pentru o neuniformitate de 14 dB în gamele UL, UM, US și 18 dB pe frecvențe sub 250 kHz, Hz	60— 6 500	80— 4 000	150—3500
pentru o neuniformitate de 14 dB în gama UUS, Hz	60—12 000	80—10 000	100—5000
Presiunea sonoră medie pentru puterea de ieșire normală, bari	25	10	5
Coeficientul de distorsiuni de neliniaritate al receptorului în cazul puterii nominale de ieșire în gamele UL, UM și US la un grad de modulație m=0,6 și în gama UUS pentru deviația de frecvență de 50 kHz:			
la frecvențele 200—400 Hz, %	7	7	12
la frecvențele peste 400 Hz, %	5	7	10
Reglajul manual al volumului, dB	60	50	40
Reglajul continuu și în trepte al tonului:			
la frecvențele inferioare, dB	15	12	—
la frecvențele superioare, dB	15	12	—
Nivelul zgomotului de fond, dB	−46	−36	−32
Neuniformitatea caracteristicii de frecvență pentru directivitate în limitele unghiului ±90°, dB	15	20	—

9-2. CARACTERISTICILE PRINCIPALE ALE RECEPTOARELOR DE RADIODIFUZIUNE

1. **Puterea nominală de ieşire** este puterea maximă ce poate fi obţinută la ieşirea receptorului pentru o valoare dată a distorsiunilor de neliniaritate. Ea se determină în volt-amperi conform formulei:

$$P=\frac{U^2}{Z},$$

în care: U este tensiunea de ieşire, V;
Z — impedanţa difuzorului, Ω; se măsoară la frecvenţa de 1000 Hz.

2. **Tensiunea nominală de ieşire** este tensiunea efectivă corespunzătoare puterii nominale de ieşire.

3. **Puterea normală de ieşire** reprezintă 0,1 din puterea nominală de ieşire (se recomandă să se ia ca putere normală 50 mW).

4. **Tensiunea normală de ieşire** este tensiunea pe difuzor corespunzătoare puterii normale de ieşire. Ea se calculează cu formula:

$$U_{norm}=\sqrt{P_{norm}Z}.$$

5. **Sensibilitatea la bornele de picup** este definită ca valoarea tensiunii de joasă frecvenţă aplicată la bornele picupului pentru care puterea de ieşire a receptorului este egală cu cea nominală (cu potenţiometrul de volum la maxim şi cel de ton în poziţia pentru banda de trecere cea mai largă).

Procedeul de măsurare. La bornele de picup se aplică de la un generator de joasă frecvenţă tensiunea cu frecvenţa de 1000 Hz. Tensiunea pe difuzor se măsoară cu un voltmetru electronic de joasă frecvenţă, potenţiometrul de volum fiind în poziţie maximă. Se alege valoarea tensiunii la bornele de picup, astfel încît tensiunea pe difuzor să fie egală cu cea nominală. Această tensiune determină tocmai valoarea sensibilităţii la bornele de picup.

6. **Sensibilitatea la borna de antenă** este valoarea f.e.m. a purtătoarei în circuitul echivalent de antenă, care în cazul MA cu un coeficient m=0,3 şi frecvenţa de 400 sau 1000 Hz, sau la MF pentru o deviaţie de frecvenţă ±15 kHz şi frecvenţă de modulaţie 1000 Hz produce la ieşirea receptorului o tensiune egală cu cea normală, raportul între semnalul util şi zgomot fiind de cel puţin 20 dB.

Procedeul de măsurare. Canalul cu MA. Generatorul de semnal standard se conectează la intrarea receptorului prin antena echivalentă (fig. 9-1). În paralel pe difuzor se conectează aparatul pentru măsurarea tensiunii de ieşire. Potenţiometrele de ton şi banda de trecere se stabilesc în poziţia corespunzătoare celei mai înguste benzi de trecere.

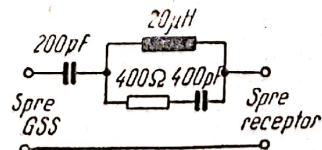


Fig. 9-1. Schema antenei echivalente.

Pe scara generatorului de semnal standard se fixează frecvenţa pe care se execută măsurările. Folosind modulaţia interioară a generatorului de semnal receptorul se acordă pe frecvenţa respectivă cu ajutorul aparatului pentru măsurarea tensiunii de ieşire sau cu ajutorul indicatorului optic de acord.

Decuplînd modulaţia generatorului de semnal se fixează butonul de reglaj manual al volumului în aşa fel încît la ieşirea receptorului tensiunea de zgomot să fie mai mică decît tensiunea normală de ieşire de un număr dat de ori (de obicei cu 20 dB, adică de 10 ori). După aceea, se cuplează modulaţia interioară a generatorului de semnal (400 sau 1000 Hz) şi se stabileşte coeficientul de modulaţie m=0,3. Se alege valoarea semnalului în circuitul antenei echivalente, astfel încît tensiunea de ieşire a receptorului să fie egală cu cea normală. Valoarea sensibilităţii se citeşte pe scara generatorului de semnal standard.

Aceste măsurări ale sensibilităţii se execută în trei puncte ale fiecărei subgame, punctele de margine trebuind să se găsească la 10—20% din lărgimea subgamei faţă de capetele acesteia.

Canalul MF. Sensibilitatea se măsoară prin aceeaşi metodă, însă în locul antenei echivalente se conectează o rezistenţă activă a cărei valoare împreună cu rezistenţa de ieşire a generatorului de semnal cu MF trebuie să fie egală cu rezistenţa antenei de UUS. Măsurarea sensibilităţii se execută pentru o tensiune la ieşire corespunzătoare puterii de 50 mW.

Sensibilitatea canalului MA al receptorului, în cazul folosirii antenei magnetice interioare, se măsoară cu ajutorul unei rame patrate din bară de cupru sau alamă cu diametrul de 4 mm avînd laturile de 380 mm şi care se conectează la ieşirea generatorului de semnal cu MA printr-o rezistenţă de 80 Ω. Planul ramei se aşază perpendicular pe axa antenei mangetice, iar distanţa dintre ramă şi mijlocul barei antenei trebuie să fie de 1 m.

7. **Atenuarea canalului alăturat (selectivitatea)** este mărimea care arată de cîte ori se înrăutăţeşte sensibilitatea receptorului în cazul unui dezacord de ±10 kHz pe canalul MA sau 250 kHz pe canalul MF. Măsurările se execută la frecvenţele de 250 şi 1000 kHz pe canalul MA şi 70 MHz pe canalul MF.

Procedeul de măsurare. Iniţial, se măsoară prin metoda indicată mai sus sensibilitatea receptorului la acordul precis pe frecvenţa generatorului de semnal. Apoi, fără a schimba acordul receptorului şi fixînd poziţia potenţiometrelor de volum şi de ton, se variază frecvenţa generatorului de semnal cu 10 sau 250 kHz (după caz) şi se alege valoarea semnalului în circuitul antenei echivalente, în aşa fel încît tensiunea de ieşire să fie egală cu cea normală, adică se măsoară sensibilitatea la dezacord. Raportul dintre sensibilitatea la dezacord şi sensibilitatea la rezonanţă, exprimat în decibeli, dă valoarea atenuării recepţiei pe canalul alăturat.

8. **Banda de trecere pentru frecvenţe înalte a receptorului MA** este intervalul de frecvenţe la limitele căruia sensibilitatea se înrăutăţeşte de 2 ori în comparaţie cu cea la rezonanţă.

Procedeul de măsurare. Iniţial, se măsoară sensibilitatea receptorului, în cazul acordului la rezonanţă pe frecvenţa generatorului de semnal. Apoi, fără a schimba acordul receptorului şi poziţia potenţiometrelor de volum şi de ton, se dublează tensiunea generatorului de semnal, după care se variază frecvenţa generatorului în ambele părţi faţă de poziţia de rezonanţă, pînă cînd aparatul pentru măsurarea tensiunii de ieşire va arăta din nou tensiunea normală. Diferenţa frecvenţelor de dezacord este egală cu banda de trecere.

9. **Atenuarea canalului imagine** este valoarea care indică de cîte ori este mai mică sensibilitatea receptorului pe frecvenţa imagine faţă de sensibilitatea la rezonanţă.

Procedeul de măsurare. Măsurările se execută analog cazului de determinare a atenuării canalului alăturat, însă

dezacordul trebuie să fie egal nu cu 10 kHz, ci cu dublul frecvenței intermediare nominale și trebuie executat în direcția creșterii frecvenței, în cazul în care frecvența oscilatorului este mai mare decît cea a semnalului și invers.

10. **Atenuarea recepției pe frecvența egală cu cea intermediară** este valoarea care indică de cîte ori sensibilitatea receptorului pe frecvența intermediară (în cazul introducerii ei în circuitul antenei) este mai mică decît sensibilitatea față de semnalul pe care este acordat receptorul.

Procedeul de măsurare. Se măsoară sensibilitatea receptorului acordat pe frecvența semnalului. Apoi, fără a modifica acordul receptorului și poziția potențiometrelor de volum și de ton, generatorul de semnal se acordează pe frecvența intermediară normală a receptorului și se măsoară din nou sensibilitatea. Raportul dintre sensibilitățile obținute în acest fel, exprimat în decibeli, indică valoarea atenuării.

Măsurările trebuie să se execute pentru frecvențele cele mai apropiate de frecvența intermediară. Astfel, pentru o frecvență intermediară de 465 kHz se folosesc frecvențele de 415 și 520 kHz.

11. **Gama de frecvențe recepționate** este domeniul frecvențelor pe care poate fi acordat receptorul.

Procedeul de determinare. La intrarea receptorului se aplică tensiunea produsă de un undametru heterodină. In paralel cu difuzorul se conectează aparatul pentru măsurarea tensiunii de joasă frecvență. Indicatorul de acord al receptorului se așază în punctele marginale ale scalei și după aceea undametrul se acordează pentru maximum de tensiune în sarcină. Frecvența limită respectivă se citește pe scala undametrului.

12. **Precizia gradării scalei** este valoarea erorii de gradare a scalei raportată la frecvența respectivă a semnalului.

Procedeul de măsurare. La intrarea receptorului se aplică tensiunea de la undametrul heterodină. In paralel cu difuzorul se conectează aparatul pentru măsurarea tensiunii de joasă frecvență. Indicatorul de acord al receptorului se așază într-un punct oarecare al scalei însemnat cu o cifră. Undametrul heterodină se acordează pe tensiunea maximă de ieșire a receptorului. Diferența dintre frecvențele citite pe scalele receptorului și undametrului raportată la frecvența semnalului dă eroarea gradării în procente.

Măsurările se execută cel puțin în două puncte ale fiecărei subgame, punctele marginale trebuind să fie distanțate de capetele subgamei cu 10—20% din lărgimea acesteia.

13. **Deviația frecvenței oscilatorului datorită încălzirii pieselor acesteia.**

Procedeul de măsurare. Undamentul heterodină se cuplează slab cu oscilatorul receptorului. Receptorul se acordează pe frecvența superioară a fiecărei subgame. La 5 min după conectarea receptorului, undamentul se acordează pe frecvența oscilatorului după metoda bătăilor nule și se citește frecvența pe scala sa. Aceleași operații se repetă după 15 min. Diferența dintre cele două măsurări dă valoarea deviației de frecvență a oscilatorului.

14. **Curba fidelității de reproducere a receptorului** este exprimată prin dependența tensiunii de ieșire în funcție de frecvența de modulație, în cazul menținerii constante a valorilor frecvențelor purtătoare, a f.e.m. și a gradului de modulație a semnalului de înaltă frecvență în circuitul antenei.

Procedeul de măsurare. Generatorul de semnal standard se conectează la intrarea receptorului cu ajutorul unei antene echivalente. Modulația semnalului se obține de la un generator de joasă frecvență separat. In paralel cu difuzorul se conectează aparatul de măsurat pentru tensiunea de joasă frecvență. Se fixează frecvența de modulație de 400 sau 1000 Hz cu un coeficient de modulație $m=0,3$, iar receptorul se acordează pe frecvența semnalului după maximul tensiunii de ieșire; cu ajutorul potențiometrului de volum se stabilește tensiunea de ieșire corespunzătoare pentru 0,25 din puterea nominală. Reglajul tonului și al benzii de trecere trebuie să asigure banda de trecere maximă. Apoi, variind frecvența generatorului de joasă frecvență și menținînd coeficientul de modulație constant $m=0,3$ în canalul MA sau deviația de frecvență ± 15 kHz în canalul MF, se ridică curba tensiunii de ieșire în funcție de frecvența de modulație.

15. **Nivelul zgomotului de fond al receptorului** este raportul dintre tensiunea zgomotului de fond și tensiunea de ieșire nominală a receptorului.

Procedeul de măsurare. Se măsoară tensiunea zgomotului de fond pe bobina difuzorului (iar în cazul bobinei antibrum pe înfășurarea secundară a transformatorului de ieșire). Bornele de picup trebuie să fie scurtcircuitate, iar potențiometrele de volum și ton să fie așezate în poziția tensiunii de zgomot maxim.

Tensiunea de zgomot măsurată, raportată la tensiunea nominală de ieșire și exprimată în dB, va da nivelul de zgomot al receptorului.

16. **Limitarea modulației în amplitudine parazită la MF în gama UUS** este determinată de valoarea care arată de cîte ori sensibilitatea receptorului este mai mică pentru semnalele MA decît sensibilitatea în cazul recepționării semnalelor MF.

Procedeul de măsurare. La intrarea receptorului se aplică de la generatorul de semnale MF tensiunea corespunzătoare sensibilității nominale a receptorului modulată în frecvență cu un semnal de 1000 Hz, cu deviație de frecvență ± 15 kHz. Receptorul se acordează pe această frecvență și cu ajutorul potențiometrului de volum se stabilește în difuzor o tensiune egală cu cea nominală. Apoi, la intrarea receptorului se aplică aceeași tensiune, dar de la un generator de semnale modulate în amplitudine, cu frecvența de modulație 1000 Hz și $m=0,3$, și se măsoară din nou tensiunea pe difuzor, dezacordînd receptorul cu ± 50 kHz față de frecvența de rezonanță.

Raportul dintre tensiunea de ieșire în cazul recepției semnalelor cu MF și tensiunea de ieșire maximă în cazul recepției semnalelor cu MA, exprimat în decibeli, reprezintă coeficientul de limitare a modulației în amplitudine parazită.

9-3. PARAMETRII APARATAJULUI PENTRU ÎNCERCAREA RECEPTOARELOR DE RADIODIFUZIUNE

Generatorul de semnal standard cu modulație în amplitudine trebuie să acopere gama de frecvențe 100—25 000 kHz, avînd precizia etalonării frecvențelor de cel puțin $\pm 1\%$. Forța electromotoare a semnalului trebuie să varieze în limitele 1 μV—0,1 V. Rezistența de ieșire va avea o valoare de maximum 10 Ω pentru f.e.m. sub 0,01 V și cel mult 50 Ω pentru f.e.m. 0,01—0,1 V. Precizia etalonării atenuatorului trebuie să fie mai bună de $\pm 20\%$. Gradul modulației în amplitudine, m, trebuie să poată fi reglat în limitele 0—0,8; în cazul $m=0,5$, precizia aparatului să nu fie mai mică de 5%. Frecvența modulației interioare este egală cu 400 sau 1000 Hz $\pm 5\%$. Modulația de la generatorul de joasă frecvență exterior să fie posibilă în banda de frecvențe 50—10 000 Hz.

Generatorul de semnal standard cu modulație în frecvență trebuie să acopere gama de frecvențe 16—128 MHz, avînd precizia etalonării frecvențelor mai bună de ±1%. F.e.m. a semnalului trebuie să varieze în limitele 0,5 µV—0,1 V. Rezistența de ieșire este de 75 Ω. Generatorul va fi prevăzut cu modulație în frecvență, modulație în amplitudine și posibilitatea generării undei întreținute. Deviația de frecvență în cazul modulației în frecvență interne cu frecvență 400 și 1000 Hz trebuie să se regleze continuu de la 0 la 75 kHz cu o precizie a aparatului de ±5%. Gradul de modulație în amplitudine cu frecvența 400 sau 1000 Hz trebuie să varieze continuu de la 0 la 0,8 cu o precizie a instalației pînă la ±5%. Modulația de la sursa exterioară de tensiune trebuie să fie posibilă în banda de frecvențe 50—15 000 Hz.

Aparatul pentru măsurarea tensiunii de ieșire trebuie să aibă banda de frecvențe de cel puțin 50—15 0000 Hz cu o precizie de măsurare mai bună de ±5%.

Undametrul heterodină trebuie să acopere gama de frecvențe 100—25 000 kHz cu o precizie mai bună de 0,1%. Stabilitatea frecvenței, după o încălzire preliminară, va fi de cel puțin 0,005%. Undametrul trebuie prevăzut cu un modulator intern, care să poată da o modulație cu un coeficient $m=0,3$.

Generatorul de joasă frecvență trebuie să funcționeze în gama 50—15 000 Hz, în limitele ei neuniformitatea tensiunii de ieșire fiind de cel mult ±2 dB pentru un coeficient de distorsiuni de neliniaritate de cel mult 0,1%. Tensiunea de ieșire trebuie să poată fi reglată în limitele 0,01—150 V.

Voltmetrul electronic trebuie să aibă rezistența activă de intrare de cel puțin 5 MΩ, capacitatea de intrare, cel mult 10 pF și precizia etalonării, minimum ±3%.

Aparatul pentru măsurarea distorsiunilor de neliniaritate trebuie să fie acționat de armonicele cu amplitudine egală cu 1% din amplitudinea zgomotului de fond, în limitele gamei de frecvențe 40—10 000 Hz.

9-4. SCHEMELE-BLOC ALE RECEPTOARELOR DE RADIODIFUZIUNE CU MODULAȚIE ÎN AMPLITUDINE

Schema receptorului cu amplificare directă

În construcțiile radioamatorilor, receptoarele cu amplificare directă (fig. 9-2) au unul sau uneori două etaje amplificatoare de înaltă frecvență.

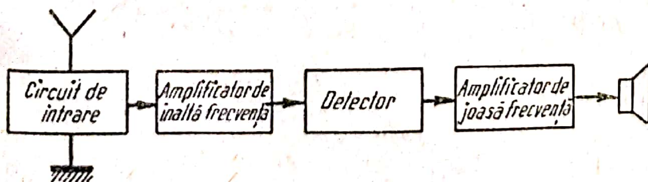


Fig. 9-2. Schema-bloc a receptorului cu amplificare directă.

În scopul măririi amplificării și selectivității, etajul detector se execută adesea după schema cu reacție.

Schema receptorului superheterodină

În construcțiile radioamatorilor, în receptoarele superheterodină (fig. 9-3) amplificatorul de înaltă frecvență lipsește sau este compus numai dintr-un etaj. Amplificatorul de frecvență intermediară se execută cu unul și, mai rar, cu două etaje.

În construcțiile simple, uneori se întrebuințează reacția în etajul detector sau în etajul de amplificare al frecvenței intermediare. La întocmirea schemelor-bloc trebuie să se țină seama de următoarele: sensibilitatea receptorului în gamele de unde lungi, medii și, parțial, unde scurte este limitată de paraziți externi (industriali și atmosferici) și este indicat ca ea să fie mai mare de 100—50 µV. Banda de trecere pînă la detector trebuie să fie egală cu dublul frecvenței superioare de modulație F_s.

Amplificarea totală, pînă la detector, se determină prin înmulțirea coeficienților de amplificare ai tuturor etajelor componente și circuitului de intrare. Această amplificare trebuie să fie astfel aleasă încît aplicînd în circuitul antenei un semnal corespunzător sensibilității receptorului, tensiunea la intrarea detectorului să nu fie mai mică de 0,1—0,3 V (pentru a evita distorsiunile de neliniaritate). Mărirea acestei tensiuni pînă la 3—5 V îmbunătățește acțiunea sistemului de reglaj automat al amplificării (RAA). Amplificarea etajelor de joasă frecvență trebuie să fie astfel aleasă încît în condițiile precedente cu un coeficient de modulație de 100% puterea de ieșire a receptorului să fie egală cu puterea nominală. Curba totală de rezonanță a receptorului se determină prin înmulțirea ordonatelor curbelor de rezonanță ale tuturor etajelor pînă la detector (inclusiv circuitul de intrare), luate pentru aceleași dezacorduri. De aici rezultă că atenuarea recepției pe frecvența canalului alăturat în comparație cu frecvența de rezonanță este egală cu produsul atenuărilor date de toate etajele receptorului în cazul dezacordului de ±10 kHz.

Atenuarea canalului imagine este egală cu produsul atenuărilor date de circuitul de intrare și de amplificatorul de înaltă frecvență în cazul dezacordului egal cu dublul frecvenței intermediare.

Atenuarea recepției pe frecvența egală cu cea intermediară este dată de produsul atenuărilor create pe această frecvență de circuitul de intrare și de amplificatorul de înaltă frecvență. Pentru mărirea acestei atenuări se introduc în circuitul de intrare filtre speciale de frecvență intermediară.

Atenuările mai sus indicate se înmulțesc dacă ele sînt exprimate în valori absolute. Dacă însă sînt exprimate în decibeli, atenuările trebuie adunate. Atenuarea totală a curbei de fidelitate a receptorului la limita benzii de trecere (în dB) se compune din atenuările produse în lanțul de înaltă frecvență și în lanțul de frecvență intermediară la un dezacord egal cu frecvența superioară de modulație. În detector, în amplificatorul de joasă frecvență și difuzor se admite o scădere a amplificării în lanțul de înaltă frecvență la limitele benzii de trecere de 4 dB în gama de frecvențe sub 250 kHz și de 2 dB pe celelalte frecvențe ale gamelor de unde lungi și medii; în gamele de unde scurte atenuarea este neglijabilă. De asemenea, poate fi neglijată atenuarea curbei de fidelitate datorită detectorului. Restul atenuării trebuie distribuit între amplificatorul de frecvență intermediară, amplificatorul de joasă frecvență și difuzor, avîndu-se în vedere caracteristica de frecvență a acestuia din urmă. Este indicat să se considere o scădere a amplificării cît mai mare la limitele benzii de

trecere în amplificatorul de frecvență intermediară, deoarece acest lucru permite îmbunătățirea selectivității față de stațiile vecine, dar în acest caz trebuie corectată în mod corespunzător caracteristica de frecvență a amplificatorului de joasă frecvență, pentru ca curba de fidelitate a receptorului să satisfacă condițiile impuse.

Capacitatea parazită a circuitului de intrare (pF):

$$C_p = C_b + C_m + C_{intr},$$

unde: C_b este capacitatea bobinei (3—25 pF);
C_m — capacitatea montajului (5—20 pF);
$_{intr}$ — capacitatea de intrare a tubului (C_{gc}).

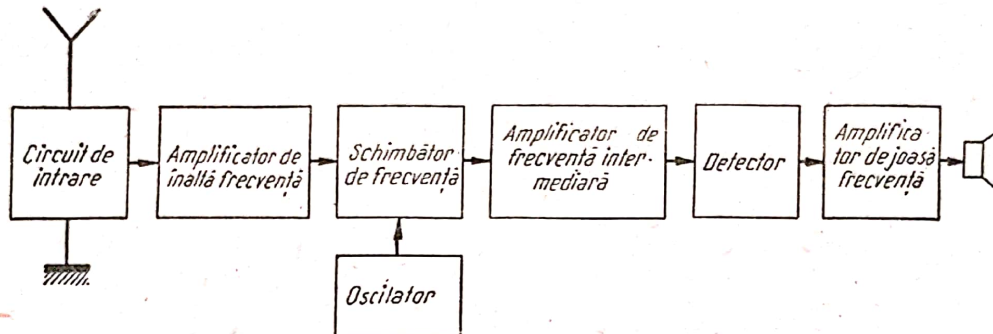


Fig. 9-3. Schema-bloc a receptorului superheterodină

Pentru obținerea calităților dorite, factorul de calitate al circuitelor de înaltă frecvență, al circuitului de intrare și al amplificatorului de înaltă frecvență trebuie să nu întreacă o anumită valoare care depinde de gama de frecvențe și de numărul total al acestor circuite în receptorul radio considerat. Valoarea frecvenței intermediare f_i este stabilită prin GOST 5651-51 și este egală cu 465±2 kHz pentru orice receptor de radiodifuziune și 110—115 kHz pentru receptoarele de clasa 3 fără gamă de unde scurte și pentru receptoarele de clasa 4.

Folosind f_i=110...115 kHz se mărește amplificarea, însă se înrăutățește atenuarea canalului imagine.

9-5. CALCULUL CIRCUITULUI OSCILANT DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ PENTRU GAMELE DE UNDE LUNGI, MEDII ȘI SCURTE

Schema circuitului de intrare pentru gamele de unde lungi, medii și scurte este arătată în fig. 9-4.

Coeficientul de acoperire al gamei este:

$$\gamma = \frac{f_{max}}{f_{min}},$$

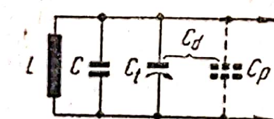


Fig. 9-4. Schema circuitului de intrare (la exemplul de calcul pentru gamele de unde lungi, medii și scurte).

unde f_{max} și f_{min} sînt frecvențele maximă și minimă ale gamei, MHz. Inductanța circuitului (μH) se calculează cu relația:

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 (\gamma^2 - 1)}{(C_{max} - C_{min}) f^2_{max}},$$

unde C_{max} și C_{min} sînt capacitățile maximă și respectiv minimă ale condensatorului de acord, pF.

Capacitatea suplimentară (pF) este dată de relația:

$$C_d = \frac{C_{max} - \gamma^2 C_{min}}{\gamma^2 - 1}.$$

Cifrele mai mari din paranteze sînt pentru gama frecvențelor mai joase. La calculul circuitului amplificatorului de înaltă frecvență trebuie adăugată și capacitatea de ieșire ($C_{ieș}$) a tubului anterior.

Capacitatea condensatorului de ajustare (trimer)

$$C_t = C_d - C_p.$$

Valoarea C_t trebuie să fie pozitivă și egală cu cel puțin 5—15 pF, pentru a avea posibilitatea ca la reglarea circuitului să se corecteze eroarea probabilă în determinarea lui C_p.

Factorii de calitate ai circuitelor receptoarelor superheterodină în gama 150—415 kHz nu trebuie să depășească $Q = \frac{130}{F_s}$ (în cazul unui circuit) sau $Q = \frac{75}{F_s}$ (în cazul a două circuite), iar în gama 520—1600 kHz, $Q = \frac{210}{F_s}$ (în cazul unui circuit) și $Q = \frac{130}{F_s}$ (pentru două circuite), unde F_s este frecvența limită superioară pentru banda de trecere a frecvențelor audio, kHz.

Deoarece la conectarea circuitului în montaj factorul său de calitate scade, se poate lua, inițial, un factor de calitate propriu al bobinei care să depășească cu 20—25% valoarea indicată. Circuitele gamelor de unde scurte ale receptoarelor superheterodină, precum și circuitele pentru toate gamele receptoarelor cu amplificare directă trebuie să aibă un factor de calitate cît se poate de mare.

Exemplu de calcul. Se dau: gama 150—415 kHz (0,15—0,415 MHz), valorile capacității condensatorului de acord: C_{max}=500 pF și C_{min}=10 pF.

Determinăm:

$$\gamma = \frac{0{,}415}{0{,}15} = 2{,}8; \quad L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 (2{,}8^2 - 1)}{(500 - 10)\, 0{,}415^2} = 2000\ \mu H;$$

$$C_d = \frac{500 - 2{,}8^2 \cdot 10}{2{,}8^2 - 1} = 61{,}5 \text{ pF}.$$

Pentru circuitul de intrare situat înaintea tubului 6K3

$$C_p = 25 + 10 + 6 = 41 \text{ pF};$$

$$C_t = 61{,}5 - 41 = 20{,}5 \text{ pF}.$$

Pentru circuitul de intrare care precede tubul 6A7

$$C_p=25+10+9+10=54 \text{ pF};$$

$$C_t=61,5-54=7,5 \text{ pF}.$$

Factorul de calitate pentru două circuite de înaltă frecvență și $F_s=6,5$ kHz este:

$$Q \leqslant \frac{75}{6,5}=12.$$

Circuitele de înaltă frecvență pentru subgamele undelor scurte cu extensie de bandă (fig. 9-5) se calculează în felul următor.

Se determină coeficientul de acoperire a gamei:

$$\gamma=\frac{f_{max}}{f_{min}}$$

și se calculează valoarea auxiliară

$$A=\frac{C(\gamma^2C_0-C_p)(C_0-C_p)}{C_0(\gamma^2-1)},$$

unde: $C=C_{max}-C_{min}$;

$$C_p=C_b+C_m+C_{intr}.$$

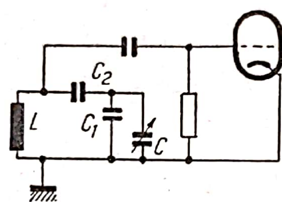


Fig. 9-5. Schema circuitului de intrare pentru subgamele undelor scurte cu extensie de bandă (din exemplul de calcul).

C_0 este capacitatea minimă a schemei care în funcție de gama de frecvențe se alege între 50 și 200 pF.

Calculul se continuă cu determinarea valorilor elementelor din montaj:

$$C_1=\sqrt{\frac{C^2}{4}+A}-\frac{C}{2}; \quad C_2=\frac{(C_0-C_p)C_1}{C_1-(C_0-C_p)};$$

$$L=\frac{2,53\cdot10^4}{f_{max}C_0}.$$

Exemplu de calcul. Se dau: gama 9,1—10 MHz; $C_{max}=500$ pF; $C_{min}=10$ pF. Alegem $C_0=100$ pF.

Determinăm:

$$C_p=3+20+7=30 \text{ pF}; \quad \gamma=\frac{10}{9,1}=1,1; \quad \gamma^2=1,21;$$

$$C=500-10=490 \text{ pF}.$$

$$A=\frac{490(1,21\cdot100-30)(100-30)}{100(1,21-1)}=148\,000;$$

$$C_1=\sqrt{\frac{490^2}{4}+148\,000}-\frac{490}{2}=211 \text{ pF}.$$

(C_1 trebuie constituit din două condensatoare: unul fix cu capacitatea de 200 pF și unul variabil cu capacitatea 6—25 pF);

$$C_2=\frac{(100-30)\,211}{211-(100-30)}=104 \text{ pF};$$

$$L=\frac{2,53\cdot10^4}{10^2\cdot100}=2,53 \text{ µH}.$$

9-6. CALCULUL CIRCUITULUI DE INTRARE PENTRU GAMELE DE UNDE LUNGI, MEDII ȘI SCURTE

În receptoarele de radiodifuziune circuitele de intrare sînt cuplate inductiv sau capacitiv cu antenă. Circuitul de intrare cu cuplaj inductiv are indici calitativi mai buni, însă necesită o bobină suplimentară. Circuitul de intrare cu cuplaj capacitiv este mai simplu din punct de vedere constructiv, însă modifică mult valoarea tensiunii de intrare în cazul acordului pe diferite frecvențe.

Circuitul de intrare cu cuplaj inductiv
Valori standardizate

Gama	Inductanța bobinei de cuplaj	Coeficientul de cuplaj $k=\frac{M}{\sqrt{L\cdot L_{cupl}}}$
150—415 kHz	15,5 mH	0,45
520—1600 kHz	1,3 mH	0,25
3,94—12,1 MHz	4—25 µH	0,03

Valorile L și C_t depind de tipul condensatorului C (v. fig. 9-4). Schema circuitului de intrare cu cuplaj inductiv cu antena pentru gamele undelor lungi și medii este arătată în fig. 9-6.

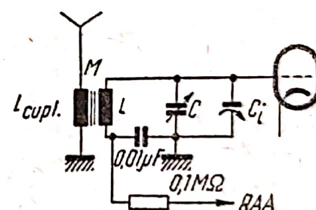


Fig. 9-6. Schema circuitului de intrare cu cuplaj inductiv (din exemplul de calcul).

Calculul pentru gamele 150—415 și 520—1600 kHz

Inductanța bobinei de cuplaj (µH)

$$L_{cupl}=\frac{350}{f_{min}^2},$$

unde f_{min} este frecvența minimă a gamei, MHz.

Factorul de calitate al circuitului de antenă Q_{ca}:

în gama 150— 415 kHz $Q_{ca}=40\ldots60$;

în gama 520—1600 kHz $Q_{ca}=20\ldots30$.

Coeficientul de cuplaj maxim determinat de scăderea admisă a selectivității circuitului

$$k_1=0,25\sqrt{\frac{Q_{ca}}{Q}},$$

unde Q este factorul de calitate al circuitului oscilant de intrare. Coeficientul de cuplaj maxim, determinat de dezacordul admis al circuitului,

$$k_2=0,7\sqrt{\frac{4\gamma^2-1}{Q(\gamma^2-0,5)}},$$

unde γ este coeficientul de acoperire a gamei.

Coeficientul maxim de cuplaj, determinat din considerente constructive,

$$k_3=0{,}7\ldots0{,}8.$$

Dintre valorile k_1, k_2, k_3 se alege cea minimă care va reprezenta tocmai mărimea necesară a coeficientului de cuplaj k.

Inductanța mutuală între bobina de cuplaj și bobina circuitului de cuplaj (μH) este

$$M=k\sqrt{L\cdot L_{cupl}}$$

Coeficientul de transfer al tensiunii

$$K=k\cdot Q\sqrt{\frac{L}{L_{cupl}}}\cdot\frac{1}{1-0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f}\right)^2},$$

unde f este frecvența pentru care se determină valoarea K.

Atenuarea canalului imagine

$$\sigma_{imag}=Q\frac{\left[\left(\frac{f+2f_i}{f}\right)^2-1\right]\left[1-0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f+2f_i}\right)^2\right]}{1-0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f}\right)^2},$$

unde: f este frecvența pe care este acordat receptorul, MHz;
f_i — frecvența intermediară, MHz;
f_{min} — frecvența minimă a gamei considerate, MHz.

Calculul trebuie făcut pentru cazul cel mai defavorabil, cînd $f=f_{max}$. Atenuarea recepției semnalelor de frecvență egală cu cea intermediară se calculează cu aceeași expresie însă suma $f+2f_i$ se înlocuiește cu f_i. Acest calcul trebuie făcut pentru cazul acordului receptorului pe o frecvență f, cît mai apropiată de cea intermediară.

Exemplu de calcul. Se dau: gama 150—415 kHz=0,15—0,415 MHz; $\gamma=2{,}8$; $Q=12$; $L=2\cdot10^3$ μH; $f_i=465$ kHz=0,465 MHz.

Determinăm: $L_{cupl}=\frac{350}{0{,}15^2}=15{,}5\cdot10^3$ μH; $Q_{ca}=40$.

$$k_1=0{,}25\sqrt{\frac{40}{12}}\approx0{,}45;\quad k_2=0{,}7\sqrt{\frac{4\cdot2{,}8^2-1}{12\,(2{,}8^2-0{,}5)}}\approx0{,}41;$$

$$k_3=0{,}7\ldots0{,}8;\quad k=0{,}41;$$

$$M=0{,}41\sqrt{2\cdot10^3\cdot15{,}5\cdot10^3}=2{,}3\cdot10^3\ \mu H;$$

pentru $f=f_{min}$

$$K=0{,}41\cdot12\sqrt{\frac{2\cdot10^3}{15{,}3\cdot10^3}}\cdot\frac{1}{1-0{,}3\left(\frac{0{,}15}{0{,}15}\right)^2}=2{,}7;$$

pentru $f=f_{max}$

$$K=0{,}41\cdot12\sqrt{\frac{2\cdot10^3}{15{,}3\cdot10^3}}\cdot\frac{1}{1-0{,}3\cdot\frac{0{,}15}{0{,}415}}=1{,}9;$$

pentru $f=f_{max}$

$$\sigma_{imag}=$$

$$=12\frac{\left[\left(\frac{0{,}415+2\cdot0{,}465}{0{,}415}\right)^2-1\right]\cdot\left[1-0{,}3\left(\frac{0{,}15}{0{,}415+2\cdot0{,}465}\right)^2\right]}{1-0{,}3\left(\frac{0{,}15}{0{,}415}\right)^2}=$$

$$=120;$$

atenuarea recepției semnalului de frecvență egală cu cea intermediară,

$$\sigma_i=12\frac{\left[\left(\frac{0{,}465}{0{,}415}\right)^2-1\right]\cdot\left[1-0{,}3\left(\frac{0{,}15}{0{,}465}\right)^2\right]}{1-0{,}3\left(\frac{0{,}15}{0{,}415}\right)^2}=3{,}5.$$

Calculul pentru gama de unde scurte 3,95—12,1 MHz

Inductanța bobinei de cuplaj (μH)

$$L_{cupl}=\frac{16\ldots100}{f_{min}}=\frac{16\ldots100}{3{,}95}=4\ldots25,$$

unde f_{min} se măsoară în MHz.

Coeficientul de cuplaj

$$k=\frac{0{,}3}{\sqrt{Q}}.$$

Inductanța mutuală între bobina de cuplaj și cea a circuitului (μH)

$$M=k\sqrt{L_{cupl}L}.$$

Coeficientul de transfer al tensiunii

$$K=(1\ldots3)\,10^{-2}\,Q\cdot f_{min}\,M,$$

unde f_{min} este frecvența inferioară a gamei respective, MHz.

Atenuarea recepției canalului imagine

$$\sigma_{imag}=Q\left(\frac{f+2f_i}{f}-\frac{f}{f+2f_i}\right),$$

unde f este frecvența de acord a receptorului, MHz.

Calculul trebuie făcut pentru cazul cel mai defavorabil, cînd $f=f_{max}$.

Exemplu de calcul. Se dau: $f=3{,}95\ldots12{,}1$ MHz; $Q=100$; $L=3{,}6$ μH; $f_i=0{,}465$ MHz.

Determinăm:

$$L_{cupl}\approx\frac{100}{3{,}95}\approx25\mu H;$$

$$k=\frac{0{,}3}{\sqrt{100}}=0{,}03;\quad M=0{,}03\sqrt{25\cdot3{,}6}\approx0{,}3\,\mu H;$$

$$K=(1\ldots3)\,10^{-2}\cdot100\cdot3{,}95\cdot0{,}3\approx1{,}2\ldots3{,}6:$$

pentru $f=f_{max}$

$$\sigma_{imag}=100\left(\frac{12{,}1+2\cdot0{,}465}{12{,}1}-\frac{12{,}1}{12{,}1+2\cdot0{,}465}\right)=15.$$

Circuitul de intrare cu cuplaj capacitiv

Schema circuitului de intrare cu cuplaj capacitiv cu antena este arătată în fig. 9-7. Valoarea capacităţii $C_{cupl}=5\ldots50$ pF (valoarea mai mare este pentru gama frecvenţelor mai joase). Valorile L şi C_t se determină din calculul circuitului oscilant.

Calculul circuitului

Valoarea maximă $C_{cupl\,1}$ (pF), determinată de valoarea admisă pentru dezacordul circuitului oscilant,

$$C_{cupl\,1}=\frac{4000}{f_{max}\sqrt{QL}}$$

unde f se dă în MHz; L — în μH.

Fig. 9-7. Schema circuitului de intrare cu cuplaj capacitiv (din exemplul de calcul).

Valoarea maximă $C_{cupl\,2}$, determinată de scăderea admisă a selectivităţii circuitului, se calculează cu ajutorul valorii auxiliare

$$C_{02}=\frac{5\cdot10^3}{\sqrt{f^3_{max}\cdot L\cdot Q}};$$

obţinîndu-se

$$C_{cupl\,2}=\frac{200\cdot C_{02}}{200-C_{02}}.$$

Dintre valorile obţinute $C_{cupl\,1}$ şi $C_{cupl\,2}$ se alege valoarea cea mai mică, care va fi tocmai capacitatea $C_{cupl\,1}$.

Valoarea auxiliară este:

$$C_0=\frac{200C_{cupl}}{200+C_{cupl}}$$

(dacă $C_{cupl\,1}=C_{cupl\,2}$, atunci $C_0=C_{02}$).

Coeficientul de transfer al tensiunii

$$K=4\cdot10^{-5}\cdot C_0\cdot L\cdot Q\cdot f^2.$$

Atenuarea canalului imagine

$$\sigma_{imag}=Q\left[1-\left(\frac{f}{f+2f_i}\right)^2\right],$$

unde f este frecvenţa pe care este acordat circuitul; f_i — frecvenţa intermediară, MHz.

Calculul trebuie făcut pentru cazul cel mai defavorabil, cînd $f=f_{max}$.

Atenuarea recepţiei semnalului de frecvenţa egală cu cea intermediară:

$$\sigma_i=Q\left[1-\left(\frac{f}{f_i}\right)^2\right].$$

Calculul trebuie făcut pentru cazul acordului circuitului pe o frecvenţă f cît mai apropiată de cea intermediară.

Exemplu de calcul. Se dau: gama 150—415 kHz=0,15—0,415 MHz; $Q=12$; $L=2\cdot10^3$ μH; $f_i=0{,}465$ MHz.

Determinăm:

$$C_{cupl\,1}=\frac{4000}{0{,}415\sqrt{12\cdot2\cdot10^3}}=62\ \text{pF};$$

$$C_{02}=\frac{5\cdot10^3}{\sqrt{0{,}415^3\cdot2\cdot10^3\cdot12}}=120\ \text{pF};$$

$$C_{cupl\,2}=\frac{200\cdot120}{200-120}=300\ \text{pF; se alege } C_{cupl}=62\ \text{pF};$$

$$C_0=\frac{200\cdot62}{200+62}=47\ \text{pF};$$

pentru $f=0{,}415$ MHz

$$K=4\cdot10^{-5}\cdot47\cdot2\cdot10^3\cdot12\cdot0{,}415^2=7{,}7;$$

pentru $f=0{,}15$ MHz

$$K=4\cdot10^{-5}\cdot47\cdot2\cdot10^3\cdot12\cdot0{,}15^2=1;$$

pentru $f=0{,}415$ MHz şi $f_i=0{,}465$ MHz

$$\sigma_{imag}=12\left[1-\left(\frac{0{,}415}{0{,}415+2\cdot0{,}465}\right)^2\right]=11;$$

$$\sigma_i=12\left[1-\left(\frac{0{,}415}{0{,}465}\right)^2\right]=2{,}4.$$

Filtre pentru atenuarea recepţiei semnalelor de frecvenţă egală cu frecvenţa intermediară a receptorului

Schemele filtrelor pentru neutralizarea semnalelor de frecvenţă egală cu cea intermediară sînt arătate în fig. 9-8.

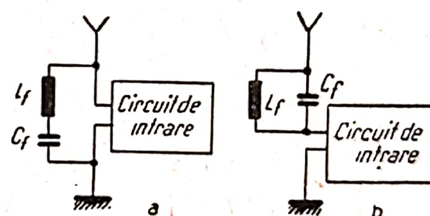


Fig. 9-8. Schemele filtrelor pentru atenuarea recepţiei semnalelor de frecvenţă egală cu cea intermediară:
a — filtru serie; b — filtru paralel; c — filtru de trecere complex.

Inductanţa L_f(μH) şi capacitatea C_f(pF) trebuie să satisfacă condiţia:

$$L_f=\frac{2{,}53\cdot10^{10}}{C_f\cdot f_i^2},$$

unde f_i este frecvenţa intermediară, kHz.

Rezistența (kΩ)

$$R_f = \frac{3{,}14 f_i \cdot L_f \cdot 10^{-6}}{2 d_f},$$

unde d_f este amortizarea bobinei filtrului.

În practică este convenabil să se folosească bobina și condensatorul analog celor din circuitele amplificatorului de frecvență intermediară.

Filtrul se întrebuințează cînd circuitul de intrare și amplificatorul de înaltă frecvență atenuează insuficient recepția semnalelor de frecvență egală cu cea intermediară. Aceleași filtre pot fi introduse și în montajul amplificatorului de înaltă frecvență. Important este ca filtrul să fie acordat exact pe frecvența intermediară.

9-7. CIRCUITE DE INTRARE CU ANTENĂ MAGNETICĂ

Antena magnetică este construită dintr-o bară de ferită sau din material magneto-dielectric și dintr-o înfășurare. Ea se conectează fie în locul bobinei circuitului de intrare (fig. 9-9, *a*), fie în serie cu bobina (fig. 9-9, *b*), fie că însăși antena magnetică reprezintă bobina circuitului oscilant (fig. 9-9, *c*); de aceea, inductanța totală trebuie să se aleagă la fel ca și inductanța bobinei unui circuit oscilant de intrare obișnuit.

Antena are directivitate accentuată; de aceea, planul înfășurării spirelor trebuie să fie perpendicular pe direcția stației recepționate, ceea ce face ca la recepția diferitelor posturi să fie necesară rotirea antenei în receptor, sau, eventual, rotirea întregului receptor cu antena respectivă.

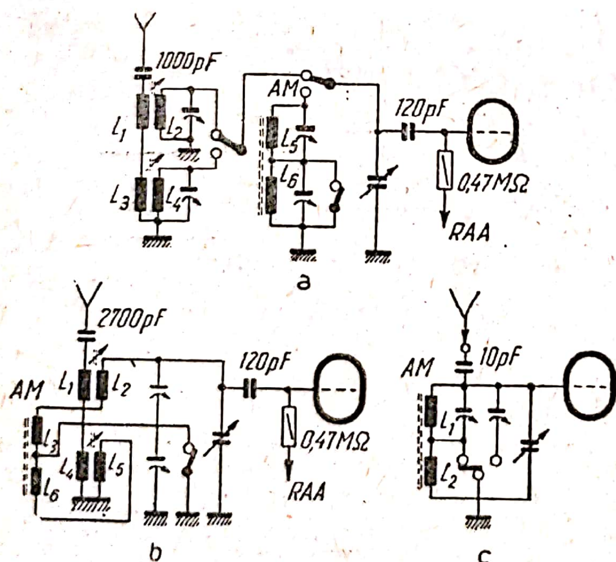


Fig. 9-9. Schemele circuitelor de intrare cu antenă magnetică. *a* — cu conectare separată a antenei magnetice; *b* — cu conectare în serie; *c* — cu circuit oscilant de intrare, compus chiar din antena magnetică.

Coeficientul de transfer la rezonanță al tensiunii este egal cu factorul de calitate al circuitului oscilant format din înfășurarea antenei magnetice și condensatoarele din circuit. Factorul de calitate depinde de proprietățile materialului magnetic și de execuția bobinajului. În cazul unui factor de calitate prea mare, banda de trecere a circuitului de intrare este prea îngustă. În acest caz, pentru micșorarea factorului de calitate și lărgirea benzii de trecere înfășurarea antenei trebuie fie să se execute din sîrmă mai subțire, fie să se șunteze cu o rezistență suplimentară.

Calculele exacte ale factorului de calitate al antenei sînt greu de făcut, deoarece valoarea eventualei rezistențe necesare pentru realizarea benzii de trecere se determină experimental. Calculul circuitului de intrare în cazul folosirii antenei exterioare se face în mod obișnuit (făcînd abstracție de acțiunea antenei magnetice și considerînd-o ca o bobină obișnuită a circuitului oscilant).

9-8. CALCULUL ETAJULUI AMPLIFICATOR DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ PENTRU GAMELE DE UNDE LUNGI, MEDII ȘI SCURTE

Amplificator de înaltă frecvență neacordat (aperiodic)

Un amplificator de înaltă frecvență aperiodic este prezentat în fig. 9-10.

Bobina de șoc $L_{ș1}$ are 80 de spire din sîrmă ПЭШО 0,15 și se bobinează normal pe o rezistență BC—0,5 de 5 kΩ.

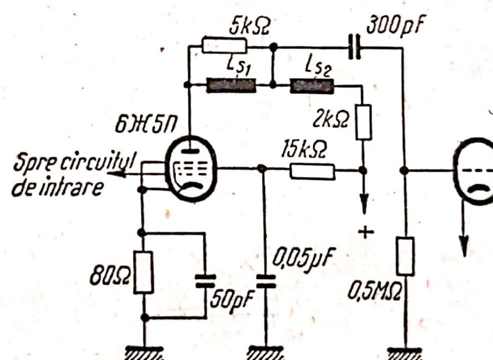


Fig. 9-10. Schema amplificatorului aperiodic de înaltă frecvență.

Bobina de șoc $L_{ș2}$ are 60 de spire din aceeași sîrmă și de asemenea se bobinează pe rezistență BC—0,25 de 0,2 MΩ.

Amplificator de înaltă frecvență acordat

Schemele amplificatorului de înaltă frecvență acordat sînt arătate în fig. 9-11.

Calculul etajului

Pentru calculul inductanței și capacității circuitului se vor folosi indicațiile din subcap. 9-5.

Valoarea amplificării stabile limită pentru tubul ales în gama dată:

$$K_s = 6\sqrt{\frac{S}{f_{max} C_{ag}}},$$

unde: S este panta tubului, mA/V;

f_{max} — frecvența maximă a gamei considerate, MHz;

G_{ag} este capacitatea de reacție (între anod și grilă) a tubului, pF, incluzînd capacitatea distribuită a montajului și soclului, care este egală cu 0,02 pF pentru tuburile tip miniatură și 0,01 pF pentru tuburile metalice din seria monosoclu.

Valoarea maximă a rezistenței echivalente a circuitului acordat la rezonanță (kΩ) este:

$$R_c = 6{,}28 \cdot Q \cdot L \cdot f_{max} \cdot 10^{-3},$$

unde: Q este factorul de calitate al circuitului acordat;
L — inductanța bobinei, μH.

Coeficientul de transformare necesar pentru stabilitatea funcționării este:

$$n_1 = \frac{K_s}{S \cdot R_c}.$$

Coeficientul de transformare necesar unei selectivități ridicate a circuitului acordat este:

$$n_2 = 0{,}5\sqrt{\frac{R_i}{R_c}},$$

unde R_i este rezistența internă a tubului, kΩ.

Dintre valorile n_1 și n_2 se alege valoarea cea mai mică, care se notează cu n. Cînd $n=1$, anodul tubului amplificator se conectează la capătul de sus al circuitului

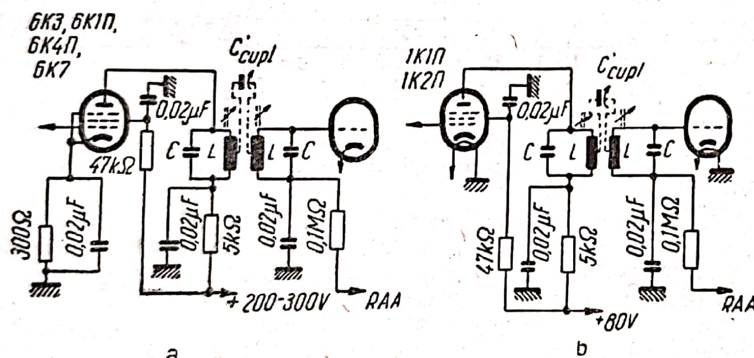


Fig. 9-11. Schemele amplificatorului acordat de înaltă frecvență: a — cu alimentare de la rețea; b — cu alimentare de la baterii.

acordat, iar în cazul $n<1$ — la o priză pe bobina L. Priza trebuie aleasă astfel încît între aceasta și capătul de jos al bobinei să fie un număr de nN spire, unde N este numărul total al spirelor bobinei L.

Amplificarea la frecvența f_{max} este:

$$K_1 = S \cdot R_c \cdot n.$$

Amplificarea la frecvența f_{min} este:

$$K_2 = K_1 \frac{f_{min}}{f_{max}}.$$

Atenuarea canalului imagine este:

$$\sigma_{imag} = Q\left(\frac{f+2f_i}{f} - \frac{f}{f+2f_i}\right),$$

unde: f este frecvența pe care este acordat receptorul, MHz;
f_i — frecvența intermediară, MHz.

Calculul trebuie făcut pentru cazul cel mai defavorabil, adică pentru $f=f_{max}$.

Atenuarea recepției semnalului de frecvență egală cu cea intermediară:

$$\sigma_i = Q\left(\frac{f_i}{f} - \frac{f}{f_i}\right),$$

unde f este frecvența pe care este acordat receptorul.

Calculul trebuie făcut pentru cazul cel mai defavorabil, adică pentru acordul receptorului pe frecvența cea mai apropiată de frecvența intermediară a gamei considerate.

Rezistențele fixe din circuitele de alimentare ale tubului se calculează cu formula

$$R = \frac{\Delta U}{I},$$

în care: R este rezistența, kΩ;
ΔU — căderea de tensiune necesară, V;
I — curentul în circuitul corespunzător al tubului, mA.

Puterea disipată pe rezistențe (W):

$$P = \frac{\Delta U^2}{1000R}.$$

Valorile pentru capacitățile condensatoarelor se aleg cele standardizate (indicate în schemă).

Exemplu de calcul. Se dau: gama 150—415 kHz (0,15—0,415 MHz); $L=2\cdot10^3$ μH; $Q=12$; tubul 6K1П; $S=1{,}85$ mA/V; $C_{ag}=0{,}01+0{,}02=0{,}03$ pF; $U_a=250$ V; $I_a=6{,}7$ mA; $U_{g2}=100$ V; $I_{g2}=2{,}7$ mA; $R_i=450$ kΩ; $U_{g0}=-3$ V; tensiunea sursei de alimentare anodică 300 V.

Determinăm:

$$K_s = 6\sqrt{\frac{1{,}85}{0{,}415\cdot0{,}03}} = 73;$$

$$R_c = 6{,}28\cdot12\cdot2\cdot10^3\cdot0{,}415\cdot10^{-3} = 62{,}5\ \text{k}\Omega;$$

$$n_1 = \frac{73}{1{,}85\cdot62{,}5} = 0{,}63;\quad n_2 = 0{,}5\sqrt{\frac{450}{62{,}5}} = 1{,}34;\quad n = 0{,}63;$$

pentru $f=415$ kHz $\quad K_1 = 1{,}85\cdot62{,}5\cdot0{,}63 = 73;$

pentru $f=150$ kHz $\quad K_2 = 73\cdot\frac{0{,}15}{0{,}415} = 22{,}6;$

pentru $f=415$ kHz $\quad \sigma_{imag} = 12\left(\frac{0{,}415+2\cdot0{,}465}{0{,}415} - \frac{0{,}415}{0{,}415+2\cdot0{,}465}\right) = 35;$

$$\sigma_i = 12\left(\frac{0{,}465}{0{,}415} - \frac{0{,}415}{0{,}465}\right) = 2{,}6;$$

rezistența în circuitul anodic

$$R_a = \frac{300-250}{6,} = 7{,}5\ \text{k}\Omega\,;$$

rezistența în circuitul grilei-ecran

$$R_{g2} = \frac{300-100}{2{,}7} = 74\ \text{k}\Omega\,;$$

rezistența în circuitul catodului

$$R_c = \frac{3}{6{,}7+2{,}7} = 0{,}32\ \text{k}\Omega = 320\ \Omega\,;$$

puterea disipată pe rezistența din circuitul anodic

$$P_d = \frac{(300-250)^2}{1000 \cdot 7{,}5} = 0{,}34\ \text{W}\,;$$

puterea disipată pe rezistența din circuitul grilei-ecran

$$P_{g2} = \frac{(300-100)^2}{1000 \cdot 74} = 0{,}56\ \text{W}\,;$$

puterea disipată pe rezistența din circuitul catodului

$$P_c = \frac{3^2}{1000 \cdot 0{,}32} = 0{,}028\ \text{W}.$$

9-9. CALCULUL FILTRELOR DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ PENTRU RECEPȚIA PE UNDE LUNGI, MEDII ȘI SCURTE

Se consideră că receptorul conține un număr m de filtre de frecvență intermediară. Unul dintre acestea este situat în circuitul anodic al etajului schimbător de frecvență, iar celelalte se află în etajele amplificatoare de frecvență intermediară.

De aceea, numărul de filtre trebuie să fie cu unul mai mare decît numărul etajelor amplificatoare de frecvență intermediară.

Considerînd că atenuarea recepției datorită întregului amplificator de frecvență intermediară, la limita benzii de trecere, este egală cu σ_2 dB, determinăm atenuarea produsă de fiecare filtru, ca fiind:

$$\sigma_1 = \frac{\sigma_2}{m} \quad [\text{dB}].$$

Calculul se face pentru filtrele de bandă cele mai uzuale, formate din două circuite oscilante cuplate, folosind curbele de rezonanță generalizate (fig. 9-12), în care pe axa verticală sînt notate valorile atenuării recepției (în decibeli), iar pe axa orizontală valorile dezacordului generalizat:

$$\alpha = \frac{2\Delta f}{f} \cdot Q,$$

unde: Δf este dezacordul, kHz;

f_i — frecvența intermediară, kHz;

Q — factorul de calitate pentru fiecare circuit oscilant al filtrului (circuitele se consideră identice).

Curbele sînt construite pentru diferite valori ale factorului:

$$\beta = k \cdot Q,$$

unde k este coeficientul de cuplaj al circuitelor oscilante.

Pentru valorile $\beta \leqslant 1$ curbele de rezonanță au un singur maxim, iar în cazul $\beta > 1$ ele prezintă două ma-

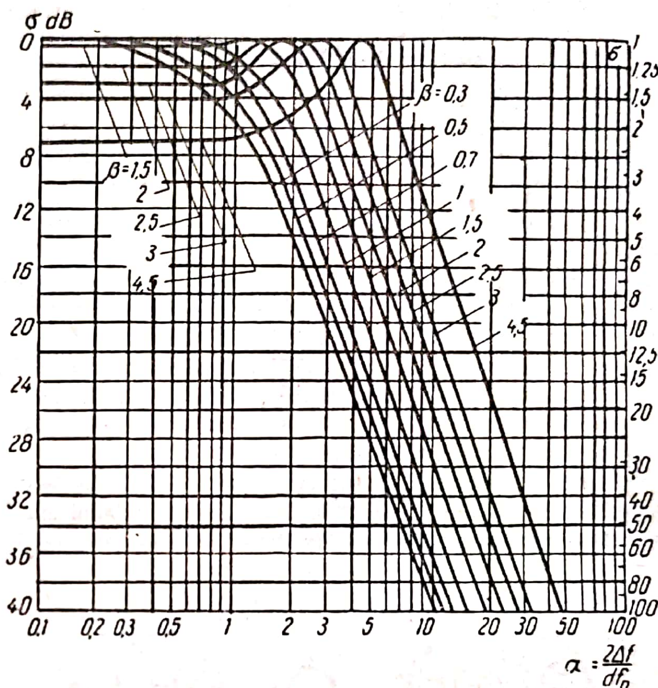


Fig. 9-12. Curbele de rezonanță generalizate pentru calculul filtrelor de frecvență intermediară.

xime. Întrebuințarea filtrelor de bandă avînd curba de rezonanță cu două maxime permite să se obțină o selectivitate mai bună, celelalte condiții fiind similare, însă reglarea valorii cuplajului și acordul unor astfel de filtre necesită aparate speciale. Cînd nu dispunem de aparatele necesare, se va folosi curba de rezonanță cea mai apropiată de curba dreptunghiulară (cu un singur maxim), corespunzătoare lui $\beta=1$. În cazul în care dispunem de aparate pentru vizualizarea curbelor de rezonanță este mai convenabil să se folosească curba cu două maxime.

Pe curba $\beta=1$ se fixează punctul pentru care $\sigma=\sigma_1$ și se determină astfel valoarea α_1 corespunzătoare, cu ajutorul căreia se calculează factorul de calitate al circuitului oscilant:

$$Q_{calcul} = \frac{\alpha_1 \cdot f_i}{2F_s},$$

unde F_s este frecvența limită superioară a benzii de trecere.

Valoarea obținută pentru Q_{calcul} trebuie comparată cu factorul de calitate Q_c, realizabil în circuitul oscilant, din punct de vedere constructiv. Pentru circuitele oscilante avînd bobine din sîrmă monofilară realizate pe carcase de carton fără miez

$$Q_c = 20 \ldots 30\,;$$

pentru circuitele oscilante cu bobine din sîrmă multifilară de înaltă frecvență realizate pe carcase îmbunătățite cu miez magneto-dielectric

$$Q_c=30\ldots80;$$

pentru circuitele oscilante avînd bobine cu sistem magnetic închis din material magneto-dielectric

$$Q_c=80\ldots200.$$

Dacă $Q_{calcul} < Q_c$, în calcule se va considera $Q=Q_{calcul}$. In acest caz, trebuie luate măsuri pentru ca factorul de calitate al circuitului să fie micșorat pînă la valoarea necesară Q_{calcul}. Se va folosi curba $\beta=1$.

Dacă $Q_{calcul} > Q_c$, în calculele ulterioare se va considera factorul de calitate al circuitelor oscilante $Q=Q_c$. In acest caz, trebuie aleasă din grafic o altă curbă, pentru care $\beta\neq1$. Alegerea se face cu ajutorul valorii auxiliare

$$\alpha_1'=Q\cdot\frac{2F_s}{f_i}$$

și se găsește pe grafic punctul de coordonate α_1', σ_1. Punctul va fi situat pe o curbă cu β de anumită valoare, ce va fi folosit în calculele ulterioare.

Determinăm valoarea:

$$\alpha_2=\frac{2\cdot10}{f_i}\cdot Q,$$

unde: Q este factorul de calitate al circuitelor, determinat mai sus;

f_i — frecvența intermediară, kHz;

cifra 10 reprezintă dezacordul corespunzător frecvenței canalului alăturat, kHz.

Din curba aleasă anterior se determină pentru valoarea α_2 atenuarea σ_2 dB a recepției pe frecvența canalului alăturat (obținută cu un filtru). Atenuarea totală, datorită tuturor filtrelor, este egală cu $m\sigma_2$ dB. Această valoare este aproximativ egală cu atenuarea recepției pe frecvența canalului alăturat pentru întregul receptor. Ea trebuie să satisfacă condițiile indicate în tabelele 9-1 și 9-2. Dacă atenuarea $m\sigma_2$ nu este suficientă, calculul filtrelor trebuie refăcut pentru un număr mai mare de filtre m, sau folosind curba de rezonanță cu două maxime.

Calculul filtrelor folosind curba de rezonanță cu două maxime se face în aceeași ordine, însă cu condiția ca în cazul $\alpha=0$ ordonata curbei alese să nu coboare sub nivelul $\frac{\sigma_2+\sigma_{rf}}{m}$ dB, unde $\sigma_{rf}=2$ dB este neuniformitatea amplificării adoptate pentru lanțul de radiofrecvență. Este indicat să se înceapă calculul considerînd chiar curba care trece prin punctul $\frac{\sigma_2+\sigma_{rf}}{m}$ dB la $\alpha=0$.

Calculul filtrelor de frecvență intermediară cu banda de trecere variabilă se face în felul următor. Inițial, se calculează filtrele, după metoda indicată mai sus, pentru frecvența superioară cea mai mică a benzii de trecere $F_{s\,min}$, în care caz trebuie aleasă o curbă cu un singur maxim avînd valoarea lui β cît mai mică.

Variind valoarea cuplajului între circuitele oscilante, se poate obține o curbă de rezonanță a tuturor filtrelor de frecvență intermediară cu două maxime, care să coboare, pentru $\alpha=0$, pînă la nivelul $\sigma_2+\sigma_{rf}$ dB. Aceasta corespunde celei mai largi benzi de trecere. Cînd o astfel de variație a cuplajului se execută simultan la toate filtrele, banda de trecere cea mai largă se determină prin alegerea curbei de rezonanță generalizată a unui singur filtru, care la $\alpha=0$ trece prin punctul $\frac{\sigma_2+\sigma_{rf}}{m}$ dB. La nivelul $\frac{\sigma_2}{m}$ dB, pe partea coborîtoare a curbei, se găsește valoarea α_{max} cu ajutorul căreia se determină frecvența superioară maximă a benzii de trecere:

$$F_{s\,max}=\frac{\alpha_{max}\cdot f_i}{2Q},$$

unde Q este factorul de calitate al circuitelor oscilante ale filtrului considerat în calculul pentru banda de trecere minimă.

Din relația $\beta_{max}=Qk_{max}$ pentru curba aleasă se determină valoarea maximă necesară a coeficientului de cuplaj k. Dacă din considerente constructive valoarea cuplajului este diferită în filtrele receptorului, atunci pentru determinarea benzii de trecere maxime va trebui construită curba totală de rezonanță a filtrelor (atît pentru cele la care valoarea β este mare, cît și la cele pentru care β a rămas la valoarea inițială). Curba totală se obține prin însumarea valorilor atenuărilor σ date de diferitele filtre și determinate pentru aceleași valori ale lui α, folosind curbele cu β corespunzător. In astfel de construcții trebuie aleasă valoarea β pentru filtrul la care cuplajul este diferit, în așa fel încît curba totală de rezonanță să prezinte două maxime și pentru $\alpha=0$ să treacă prin punctul $\sigma_2+\sigma_i$ dB.

După alegerea curbei, se determină valoarea α_{max} corespunzătoare punctului situat pe partea coborîtoare a curbei la nivelul σ_2 dB. Cu ajutorul acestei valori se determină banda de trecere cea mai largă, din expresia $F_{max}=\frac{\alpha_{max}\cdot f_i}{2Q}$. Valoarea maximă a lui β, adoptată pentru filtrul cu cuplaj variabil, determină, ca și în cazul anterior, valoarea maximă a coeficientului de cuplaj pentru filtrul considerat. Capacitatea C a fiecărui circuit se alege în limitele 50—200 pF, avîndu-se în vedere că mărirea capacității mărește stabilitatea funcționării amplificatorului dar micșorează valoarea amplificării fiecărui etaj amplificator de frecvență intermediară.

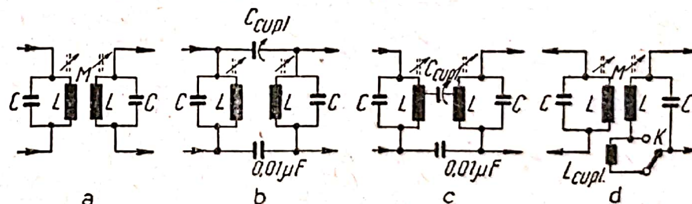


Fig. 9-13. Schemele filtrelor de frecvență intermediară cu două circuite, cu cuplaj diferit între circuitele oscilante:

a — cu cuplaj inductiv; *b* și *c* — cu cuplaj capacitiv; *d* — cu cuplaj inductiv și bandă de trecere variabilă.

Inductanța fiecărei bobine (μH) este:

$$L=\frac{2{,}53\cdot10^{10}}{f_i^2\cdot C},$$

unde f_i este frecvența intermediară, kHz.

In cazul în care valoarea constructivă a factorului de calitate Q_c depăşeşte valoarea necesară pentru Q cu mai mult de 20—25%, fiecare circuit oscilant se va şunta cu o rezistenţă suplimentară (kΩ)

$$R_ş=\frac{6{,}28\cdot f_i L}{\frac{1}{Q}-\frac{1}{Q_c}}\cdot 10^{-6}.$$

Cînd valoarea $R_ş$ se obţine de ordinul 10^3 kΩ sau mai mare, această rezistenţă poate să nu se introducă în montaj. Inductanţa mutuală între bobinele filtrului, în cazul cuplajului inductiv, (fig. 9-13, *a*) este:

$$M=kL=\frac{\beta}{Q}L.$$

In cazul folosirii cuplajului capacitiv (fig. 9-13, *b*)

$$C_{cupl}=kC=\frac{\beta}{Q}C.$$

Dacă valoarea C_{cupl} calculată este prea mică, se poate folosi schema cu cuplaj capacitiv parţial (fig. 9-13, *c*).

In acest caz, capacitatea condensatorului de cuplaj este:

$$C'_{cupl}=C\left(\frac{n_1}{n}\right)^2,$$

unde: n este numărul total de spire al fiecărei bobinei;

n_1 — numărul de spire între priza aleasă şi capătul de jos (pe schemă) al bobinei.

Exemplu de calcul. Se dau: $m=2$; $F_s=4$ kHz; $f_i=465$ kHz; $\sigma_2=6$ dB.

Determinăm:

$$\sigma_1=\frac{6}{2}=3\ \text{dB};\ \beta=1;\ \alpha_1=1{,}5$$

$$Q_{calcul}=\frac{1{,}5\cdot 465}{2\cdot 4}=88.$$

Primul caz: $Q_c=100$; $Q_{calcul}<Q_c$; $Q=88$;

$$\alpha_2=88\cdot\frac{2\cdot 10}{465}=3{,}8;\ \sigma_2=17\ \text{dB};$$

atenuarea totală este $2\cdot 17=34$ dB.

Al doilea caz: $Q_c=50$; $Q_{calcul}>Q_c$; $Q=50$;

$$\alpha'_1=50\frac{2\cdot 4}{465}=0{,}85;$$

se alege curba $\beta=0{,}7$; $\alpha_2=50\frac{2\cdot 10}{465}=2{,}15$; $\sigma_2=12$dB; atenuarea totală este egală cu $2\cdot 12=24$ dB;

$$C=200\ \text{pF};\quad L=\frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{465^2\cdot 200}=590\ \mu\text{H}.$$

Pentru primul caz:

$$R_ş=\frac{6{,}28\cdot 465\cdot 590}{\frac{1}{88}-\frac{1}{100}}\cdot 10^{-6}>1000\ \text{k}\Omega$$

(rezistenţe de aceste valori pot să nu fie introduse în montaj);

$$M=kL=\frac{\beta L}{Q}=\frac{1\cdot 590}{88}=6{,}7\ \mu\text{H}.$$

9-10. CALCULUL AMPLIFICATORULUI DE FRECVENŢĂ INTERMEDIARĂ

Schemele amplificatoarelor de frecvenţă intermediară sînt arătate în fig. 9-14. Valoarea amplificării stabile limită pentru tubul ales este:

$$K_a=200\sqrt{\frac{S}{f_i C_{ag}}},$$

unde: S este panta tubului, mA/V;

C_{ag} — capacitatea de reacţie (între anod şi grilă) a tubului, inclusiv capacitatea distribuită a montajului şi a soclului, pF;

f_i — frecvenţa intermediară, kHz.

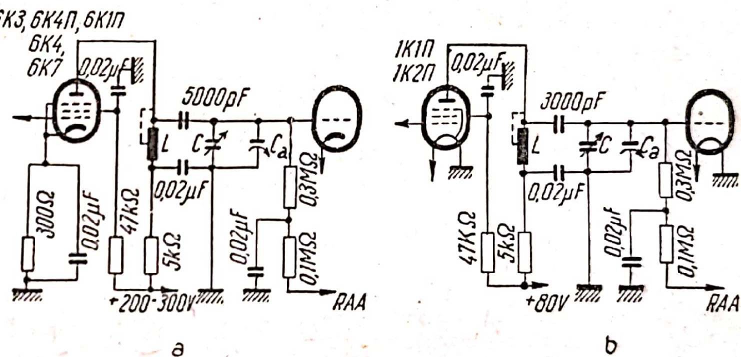


Fig. 9-14. Schemele amplificatoarelor de frecvenţă intermediară:
a — cu alimentare de la reţea; *b* — cu alimentare de la baterie.

Rezistenţa echivalentă la rezonanţă (kΩ)

$$R_c=6{,}28\cdot Q\cdot L\cdot f_i\cdot 10^{-6},$$

unde L (μH) şi Q sînt cunoscute de la calculul filtrului de frecvenţă intermediară.

Coeficientul de transformare, necesar pentru stabilitatea funcţionării, este:

$$n_1=\frac{K_a}{SR_c}.$$

Coeficientul de transformare, necesar pentru obţinerea selectivităţii dorite, este

$$n_2=0{,}5\sqrt{\frac{R_i}{R_c}},$$

unde R_i este rezistenţa internă a tubului amplificator, kΩ.

Dintre valorile n_1 şi n_2 se alege cea mai mică, se notează cu n şi dacă ea depăşeşte valoarea 1, în calculele ulterioare se va considera $n=1$.

In cazul $n=1$ anodul tubului amplificator se conectează la capătul de sus al circuitului oscilant primar, iar pentru $n<1$, la o priză pe bobină.

Priza trebuie aleasă aşa fel încît între ea şi capătul de jos al bobinei să fie $n \cdot w$ spire, unde w este numărul total de spire ale bobinei.

Amplificarea etajului este:

$$K=\frac{\beta}{1+\beta^2} S \cdot R_c.$$

Posibilitatea conectării detectorului la capetele de sus şi de jos ale ultimului circuit oscilant de frecvenţă intermediară se determină cu ajutorul valorii auxiliare

$$n_{aux}=0{,}5\sqrt{\frac{R_{intr}}{R_c}},$$

în care R_{intr} este rezistenţa de intrare a detectorului, kΩ.

In cazul $n_{aux} \geqslant 1$ conectarea indicată este posibilă.

Dacă însă $n_{aux} < 1$, detectorul va fi conectat la o priză pe bobina L (fig. 9-15), în aşa fel încît între priză

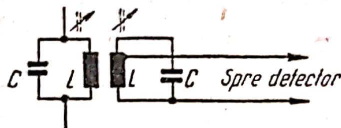


Fig. 9-15. Schema circuitului oscilant de frecvenţă intermediară cu priză pe bobină.

şi capătul de jos al bobinei să fie $n_{aux} \cdot w$ spire, unde w este numărul total de spire ale bobinei. In acest caz, coeficientul de amplificare al ultimului etaj de frecvenţă intermediară

$$K=\frac{\beta}{1+\beta^2} \cdot SR_c n \cdot n_{aux}.$$

Rezistenţele din circuitele electrozilor tubului amplificator de frecvenţă intermediară se calculează la fel ca şi pentru amplificatorul de înaltă frecvenţă, iar capacităţile schemei se aleg de valori standardizate.

Exemplu de calcul. Se dau: $f_i=$ $=465$ kHz; $L=600$ μH; $Q=88$; $\beta=1$ (din calculul filtrului de bandă); tubul 6K4П ($S=$ $=4{,}4$ mA/V; $C_{ag}=0{,}0035+0{,}02=0{,}0235$ pF; $R_i=1500$ kΩ); $R_{intr}=200$ kΩ.

Determinăm:

$$K_a=200\sqrt{\frac{4{,}4}{465 \cdot 0{,}0235}}=127;$$

$$R_c=6{,}28 \cdot 88 \cdot 600 \cdot 465 \cdot 10^{-6}=155 \text{ k}\Omega;$$

$$n_1=\frac{127}{4{,}4 \cdot 155} \approx 0{,}19; \; n_2=0{,}5\sqrt{\frac{1500}{155}}=$$

$$=1{,}55; \; n=0{,}19;$$

$$n_{aux}=0{,}5\sqrt{\frac{200}{155}}=0{,}6;$$

$$K=\frac{1}{1+1^2} \cdot 4{,}4 \cdot 155 \cdot 0{,}19 \cdot 0{,}6=39.$$

9-11. ETAJ DE MARE SELECTIVITATE

Folosirea etajului de mare selectivitate avînd un filtru cu mai multe circuite oscilante permite îmbunătăţirea atenuării recepţiei pe canalul alăturat. Intrebuinţarea filtrului cu mai multe circuite oscilante în locul filtrului de bandă format din două circuite este indicată atunci cînd factorul de calitate propriu al circuitului satisface condiţia:

$$Q \geqslant 1{,}4 \cdot \frac{f_i}{F_s},$$

unde: f_i este frecvenţa intermediară, kHz;

F_s — frecvenţa limită superioară a benzii de trecere, kHz.

Acţiunea filtrului cu mai multe circuite oscilante se caracterizează prin curba generalizată, care reprezintă dependenţa dintre atenuarea σ' (dB) a unui circuit şi dezacordul generalizat:

$$\alpha=\frac{\Delta f}{F_s};$$

unde Δf este dezacordul, kHz.

Curbele (fig. 9-16) sînt construite pentru valori diferite ale lui $\beta=\frac{f_i}{Q \cdot F_s}$. Pentru filtrul cu mai multe circuite oscilante, în funcţie de valorile date, Q, f_i şi F_s, se calculează β şi se alege curba corespunzătoare. După aceea se află valoarea $\alpha_2=\frac{10}{F_s}$, unde 10 reprezintă dezacordul pentru canalul alăturat, kHz. Din curba aleasă, pentru valoarea α_2

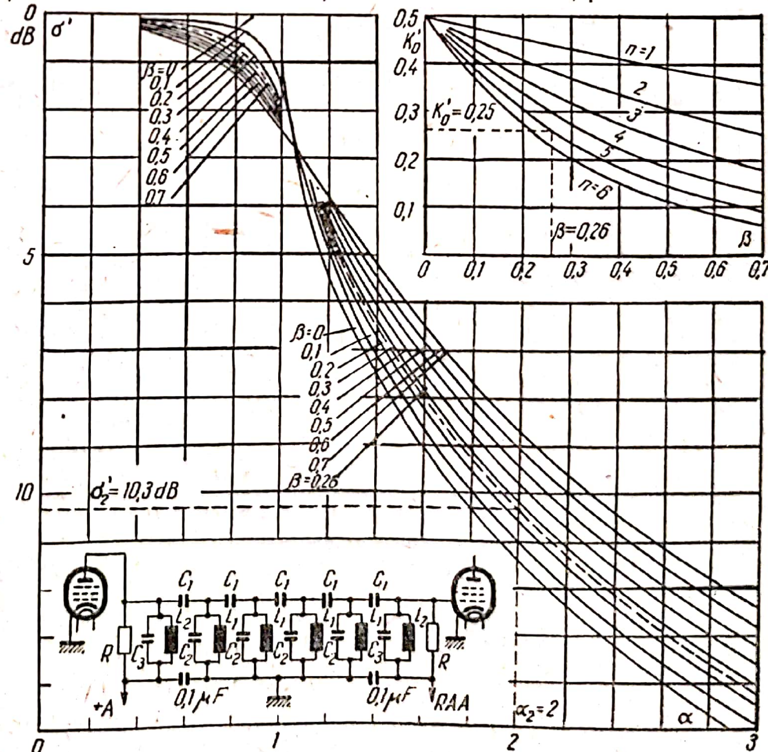


Fig. 9-16. Grafic pentru calculul filtrului cu mai multe circuite oscilante.

calculată, se determină atenuarea canalului alăturat σ_2' dB produsă de un singur circuit. Dacă atenuarea totală a receptorului pe canalul alăturat este egală cu σ_2 dB, atunci numărul de circuite necesare n se determină cu ajutorul relației:

$$n=\frac{\sigma_2}{\sigma_2'},$$

iar valoarea n obținută se rotunjește pînă la un număr întreg.

Caracteristica rezultantă a filtrului format din n circuite se construiește din curba inițial aleasă, prin înmulțirea ordonatelor ei cu n și a absciselor cu F_s. Graficul obținut va reprezenta dependența dintre atenuarea produsă de întregul filtru σ (în decibeli) și dezacordul absolut Δf (în kilohertzi). Pentru a obține curba de rezonanță a întregului lanț amplificator de frecvență intermediară este necesar să se însumeze ordonatele caracteristicii rezultante a filtrului cu mai multe circuite cu ordonatele curbelor de rezonanță ale celorlalte etaje de frecvență intermediară, pentru același dezacord Δf.

Coeficientul de amplificare al etajului cu filtru cu mai multe circuite se calculează cu relația

$$K_0=K_0'SR,$$

în care: S este panta tubului, mA/V (cînd filtrul cu mai multe circuite se conectează în circuitul anodic al tubului schimbător de frecvență trebuie folosită panta de conversiune);

K_0' — coeficient ce depinde de n și β și se determină din grafic;

R — valoarea fiecăreia dintre rezistențele egale montate la intrarea și la ieșirea filtrului, kΩ.

Pentru calculul elementelor circuitelor filtrului trebuie alese valorile rezistențelor R (de la intrarea și de la ieșirea filtrelor), de ordinul 50—150 kΩ.

Capacitățile C_1, C_2 și C_3 (în picofarazi) se calculează cu formulele

$$C_1=\frac{10^6}{6{,}28f_iR};$$

$$C_2=\frac{10^6}{6{,}28F_s\cdot R}-2C_1;\quad C_3=\frac{1}{2}C_2.$$

Inductanțele L_1 și L_2 (în microhenry) se determină cu formulele

$$L_1=\frac{F_sR\cdot 10^6}{6{,}28f_i^2};\quad L_2=2L_1.$$

Bobinele filtrului trebuie să fie ecranate una față de cealaltă, iar pentru a mări factorul de calitate este indicat să fie realizate cu miezuri magneto-dielectrice închise. Valorile capacităților trebuie să nu difere față de cele rezultate din calcul cu mai mult de $\pm 5\%$.

Exemplu de calcul. Se dau: f_i=465 kHz; F_s=5 kHz; Q=350; σ_2=50 dB S=0,5 mA/V.

Determinăm:

$$Q=350>1{,}4\,\frac{465}{5}=130,$$

deci întrebuințarea filtrului cu mai multe circuite este indicată;

$$\beta=\frac{465}{350\times 5}=0{,}26$$

(curba necesară este situată între curbele cu β=0,2 și β=0,3);

$$\alpha_2=\frac{10}{5}=2;$$

$$\sigma_2'=10{,}3\text{ dB};\quad n=\frac{50}{10{,}3}=5;\quad K_0'=0{,}25.$$

Considerînd R=100 kΩ, se obțin:

K_0=0,5×100×0,26=13; C_1=3,5 pF; C_2=310 pF;

C_3=155 pF; L_1=380 μH; L_2=760 μH.

9-12. ETAJE SCHIMBĂTOARE DE FRECVENȚĂ PENTRU GAMELE DE UNDE LUNGI, MEDII ȘI SCURTE

Schemele etajelor de amestec sînt arătate în fig. 9-17.

Oscilatoarele

Schemele oscilatoarelor pentru etajele de amestec sînt arătate în fig. 9-18.

Elementele circuitului oscilatorului se calculează cu ajutorul nomogramelor din fig. 9-21.

Etajele schimbătoarele de frecvență (cu oscilator local interior)

In acest caz tubul electronic trebuie să funcționeze în regim neliniar, astfel încît panta lui să varieze proporțional cu tensiunea instantanee aplicată de la oscilator.

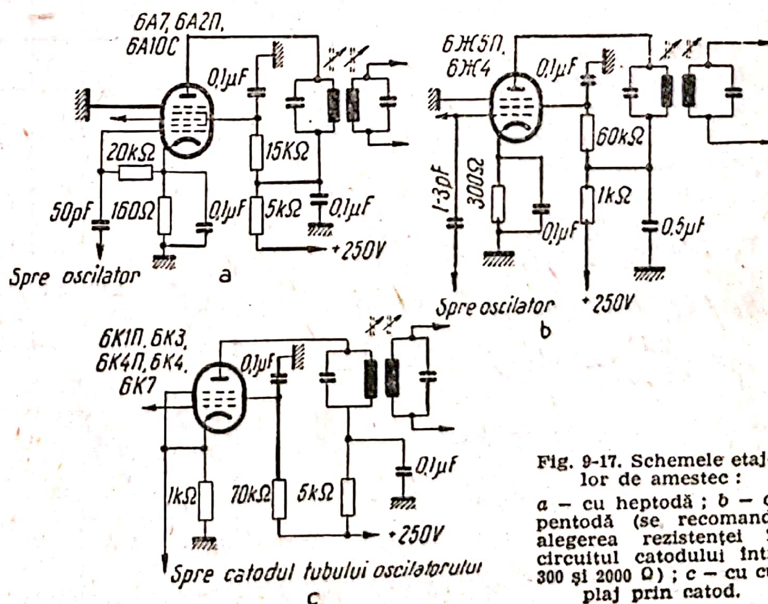


Fig. 9-17. Schemele etajelor de amestec:
a — cu heptodă; *b* — cu pentodă (se recomandă alegerea rezistenței în circuitul catodului între 300 și 2000 Ω); *c* — cu cuplaj prin catod.

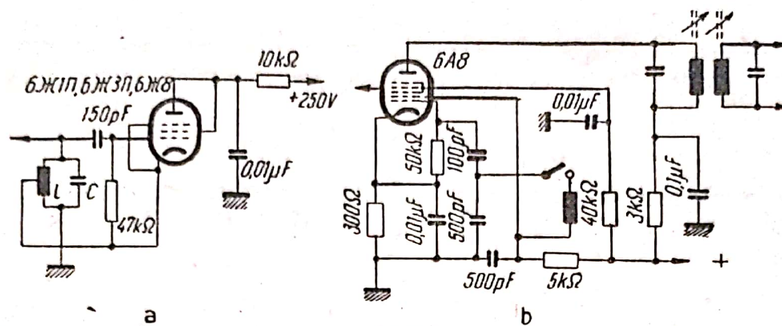


Fig. 9-18. Schemele oscilatoarelor separate ale receptorului superheterodină : a– cu anodul la masă pentru înaltă frecvență și reacție prin autotransformator; b – cu reacție capacitivă.

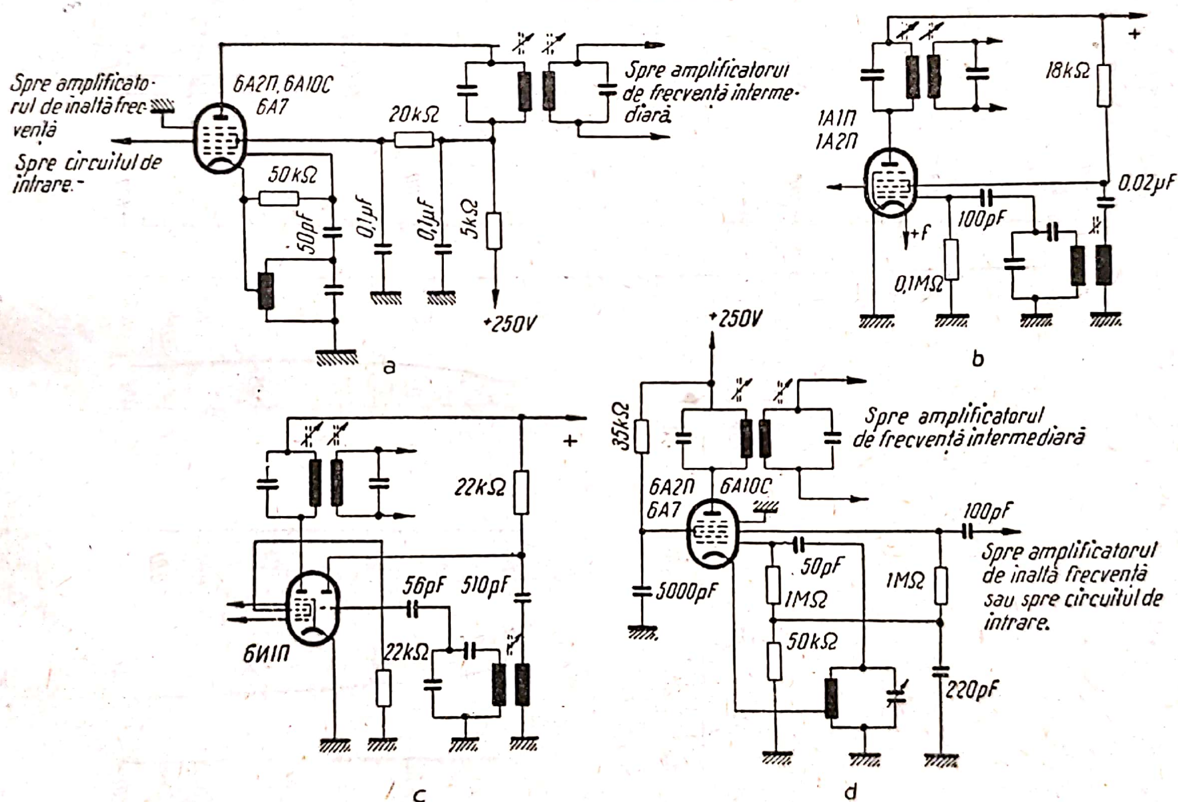


Fig. 9-19. Schemele etajelor schimbătoare de frecvență : a – cu heptodă alimentată de la rețea ; b – cu heptodă alimentată de la baterie ; c – cu triodă-heptodă ; d – cu heptodă alimentată de la rețea, cu compensarea automată a influenței variației tensiunii oscilatorului.

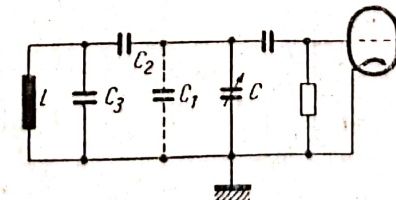
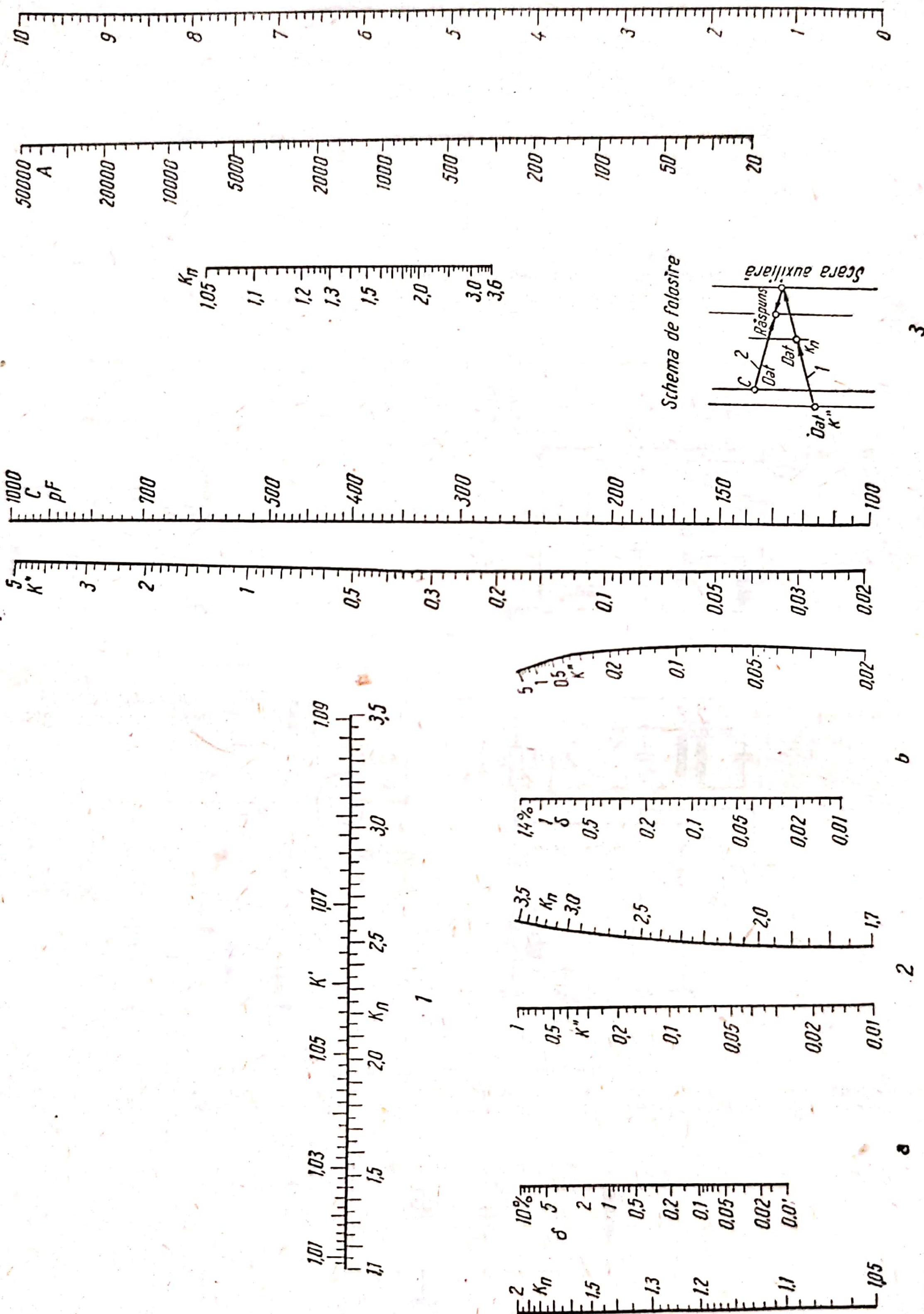


Fig. 9-20. Schema circuitului oscilant al oscilatorului (pentru exemplul de calcul).



Schema de folosire
Scara auxiliară
Răspuns
Dat
C
Kn
K"
A
C
pF
K'
δ
1
2
3
a
b

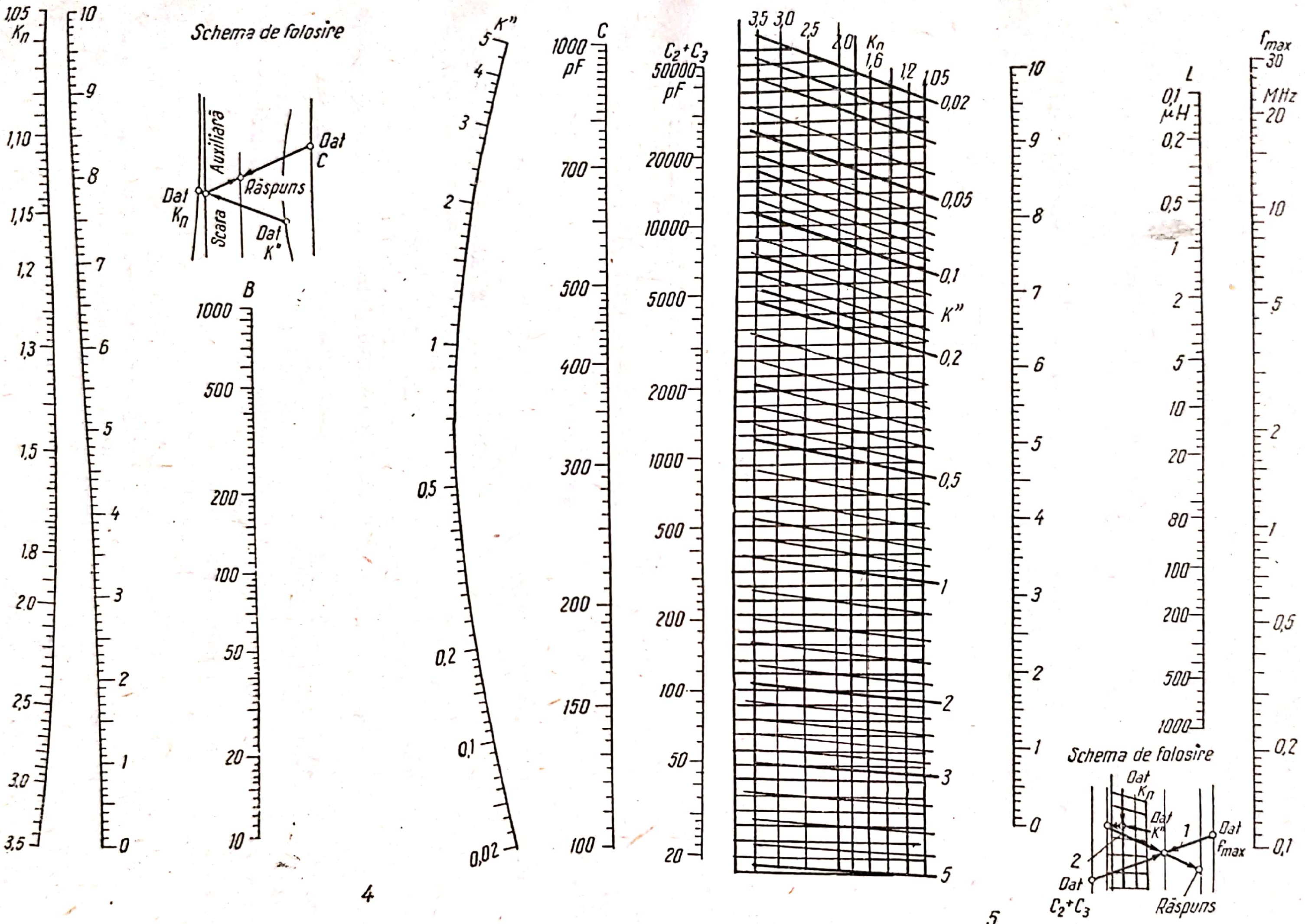


Fig. 9-21. Nomogramele pentru calculul elementelor circuitului oscilant al oscilatorului :
Nomograma *1* – pentru determinarea coeficientului auxiliar *k'*.
Nomograma *2* – pentru determinarea erorii relative maxime a neconcordanței :
a – pentru gamele de unde scurte cu extensie de bandă ; *b* – pentru gamele de unde lungi, medii și scurte.
Nomograma *3* – pentru aflarea valorii auxiliare *A*.
Nomograma *4* – pentru aflarea valorii auxiliare *B*.
Nomograma *5* – pentru determinarea inductanței bobinei *L* a circuitului oscilant al oscilatorului.

Calculul etajului schimbător de frecvenţă

Schemele etajelor schimbătoare de frecvenţă sînt arătate în fig. 9-19. Pentru simplificarea construcţiei filtrul de frecvenţă intermediară folosit în circuitul anodic al etajului schimbător de frecvenţă este identic cu cel din etajele amplificatoare de frecvenţă intermediară.

Coeficientul de transformare necesar pentru obţinerea selectivităţii dorite este

$$n=0{,}5\sqrt{\frac{R_i}{R_c}},$$

unde: R_c este rezistenţa la rezonanţă a circuitului oscilant cunoscută din calculul etajului amplificator de frecvenţă intermediară, kΩ;

R_i — rezistenţa internă a tubului schimbător de frecvenţă, kΩ.

Dacă $n>1$, în calculele ulterioare trebuie considerat $n=1$.

În cazul $n=1$ anodul tubului schimbător de frecvenţă se conectează la capătul de sus al circuitului primar al filtrului, iar în cazul $n<1$, la o priză pe bobină. Priza trebuie aleasă în aşa fel încît între ea şi capătul de jos al bobinei să fie un număr de nw spire, unde w este numărul total de spire ale bobinei.

Amplificarea etajului este

$$K=\frac{\beta}{1+\beta^2}R_cS_cn,$$

unde S_c este panta de conversiune a tubului schimbător de frecvenţă indicată în cataloagele de tuburi electronice. În cazul în care această valoare nu este dată, se poate considera $S_c\approx\frac{1}{4}S$, unde S este panta tubului în regim de amplificare normală.

Exemplu de calcul. Se dă un filtru de bandă cu parametrii: $R_c=155$ kΩ; $\beta=1$; tubul 6A2П ($S_c=0{,}475$ mA/V; $R_i=1000$ kΩ).

Determinăm:

$$n=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1000}{155}}\approx1{,}2;$$

$$K=\frac{1}{1+1^2}155\cdot0{,}75\cdot1=37.$$

Calculul elementelor circuitului oscilatorului local (fig. 9-20), care asigură monoreglajul cu circuitul de intrare, se execută în felul următor:

Cunoscînd valoarea γ din nomograma 1 (fig. 9-21), se găseşte coeficientul auxiliar k'.

Se determină raportul dintre frecvenţa intermediară şi frecvenţa maximă a gamei considerate:

$$k''=\frac{f_i}{f_{max}}.$$

Cu formulele

$$f_1=f_{min}k';\quad f_2=\sqrt{f_{max}f_{min}}\quad \text{şi}\quad f_3=\frac{f_{max}}{k'}$$

se calculează frecvenţele de monoreglaj ale receptorului. Din nomograma 2 se determină eroarea relativă maximă a monoreglajului.

Se calculează variaţia capacităţii condensatorului de acord:

$$C=C_{max}-C_{min}.$$

Cu ajutorul nomogramelor 3 şi 4 se află valorile auxiliare A şi B.

Capacităţile circuitului oscilant al oscilatorului local se determină cu ajutorul următoarelor relaţii:

— valoarea C_1 cunoscută:

$$C_2=A+B-C_1;\quad C_3=\frac{B-C_1}{A}C_2;$$

— valoarea C_3 cunoscută:

$$C_2=\frac{A}{2}\left(1+\sqrt{1+4\frac{C_3}{A}}\right)\quad \text{şi}\quad C_1=A+B-C_2;$$

în cazul $C_3=0$

$$C_2=A\quad \text{şi}\quad C_1=B.$$

Din nomograma 5 se determină inductanţa bobinei L a circuitului oscilatorului local.

Exemplu de calcul. Se dă gama 150—415 kHz (0,15—0,415 MHz); $\gamma=2{,}8$; $f_i=465$ kHz$=0{,}465$ MHz; $C=500-10=490$ pF.

Determinăm:

$$k'=1{,}074;\quad k''=\frac{0{,}465}{0{,}415}\approx1{,}12;$$

$$f_1=150\cdot1{,}074\approx161\text{ kHz};\quad f_2=\sqrt{415\cdot150}\approx249\text{ kHz};$$

$$f_3=\frac{415}{1{,}074}\approx386\text{ kHz};\quad \delta=0{,}7\%;\quad A\approx175;\quad B\approx108.$$

Considerăm dată capacitatea $C_1=C_p=C_{min}+C_m+C_{intr}=10+25+10=45$ pF.

Atunci $C_2=175+108-45=238$ pF (practic se poate lua un condensator cu capacitatea de 240 pF cu toleranţa $\pm5\%$);

$C_3=\frac{108-45}{175}\cdot238\approx86$ pF (C_3 trebuie constituit dintr-un condensator fix cu capacitatea 68 pF şi dintr-un condensator semivariabil (trimer) cu capacitatea 8—30 pF);

$$C_2+C_3=238+86=324\text{ pF};\quad L\approx280\ \mu\text{H}.$$

În cazul calculului circuitului oscilant al oscilatorului local pentru gama de unde scurte cu extensie de bandă capacităţile C_1 şi C_2 se aleg aceleaşi ca şi pentru circuitul de intrare, iar inductanţa L se determină cu formula întrebuinţată la calculul circuitului de intrare (v. subcap. 9-5) în care însă se înlocuieşte f^2_{max} cu valoarea $f^2_h=(f_{max}+f_i)^2$.

Exemplu de calcul. Pentru datele indicate în exemplul de calcul al circuitului de intrare în gama de unde scurte cu extensie de bandă (v. subcap. 9-5) se determină:

$$f^2_h=(10+0{,}465)^2=109{,}5\text{ MHz};$$

$$L=\frac{2{,}53\cdot10^4}{109{,}5\cdot100}=2{,}31\ \mu\text{H}.$$

9-13. DETECTOARE PENTRU SEMNALE CU MODULAȚIE ÎN AMPLITUDINE ȘI SISTEME DE REGLARE AUTOMATĂ A AMPLIFICĂRII (RAA)

Detectoare cu diode

Schemele detectoarelor cu diode cu sistem de RAA sînt arătate în fig. 9-22.

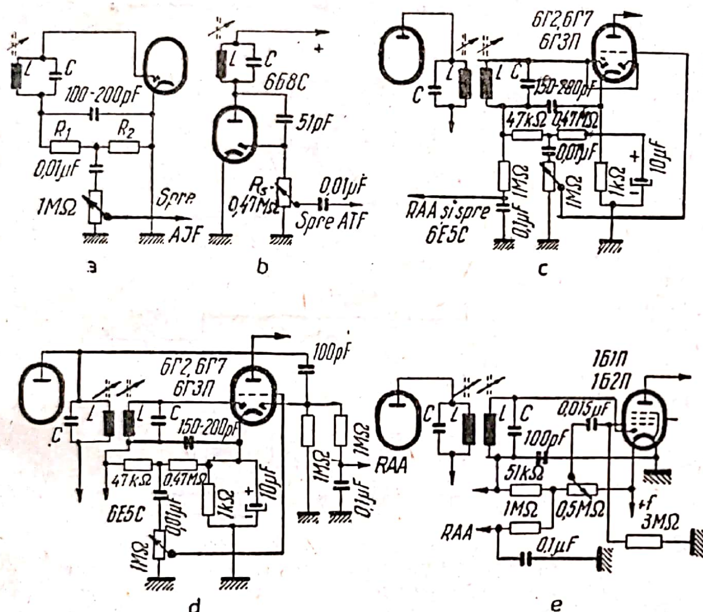


Fig. 9-22. Schemele detectoarelor cu diode:

a – schema serie; *b* – schema paralel, cu detector RAA (fără întîrziere); *d* – cu detector RAA, avînd întîrzierea egală cu tensiunea de negativare a părții triodă a tubului; *e* – cu alimentare de la baterie.

Calculul detectorului cu diodă

Rezistența de intrare pentru schema serie:

$$R_{intr} = 0{,}5\,(R_1 + R_2).$$

Rezistența de intrare pentru schema paralel:

$$R_{intr} = \frac{1}{3} R_s.$$

Coeficientul de detecție:

$$\eta_d = \frac{1}{1 + \dfrac{5R_i}{R_1 + R_2}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

unde R_i este rezistența internă a diodei (de obicei aproximativ 1000 Ω).

Amplitudinea tensiunii de joasă frecvență la ieșirea din detector, în cazul modulației 100%, este:

$$U_{m\,ieș} = \sqrt{2}\,\eta_d\,U_{intr},$$

unde U_{intr} este valoarea tensiunii de înaltă frecvență la intrarea detectorului (pentru detecția nedistorsionată ea trebuie să nu fie mai mică de 0,3 V).

Exemplu de calcul. Se dau: $R = 47$ Ω; $R_2 = 0{,}47$ MΩ;

$$U_{intr} = 0{,}6 \text{ V}.$$

Determinăm:

$$R_{intr} = 0{,}5(47 + 470) \approx 250 \text{ k}\Omega;$$

$$\eta_d = \frac{1}{1 + \dfrac{5 \cdot 1}{47 + 470}} \cdot \frac{470}{47 + 470} = 0{,}9;$$

$$U_{m\,ieș} = \sqrt{2} \cdot 0{,}9 \cdot 0{,}6 \approx 0{,}75 \text{ V}.$$

În cazul folosirii unei diode semiconductoare calculul se execută în același mod, însă rezistența de intrare se determină cu formula:

$$R_{intr} = \frac{R_{inv}\,(R_1 + R_2)}{2R_{inv} - 3\,(R_1 + R_2)},$$

în care R_{inv} este rezistența în sens invers a diodei.

Pentru încărcarea uniformă a circuitelor ultimului filtru de frecvență intermediară, detectorul RAA se cuplează de obicei la circuitul oscilant primar, iar detectorul de semnal se conectează la cel secundar. În acest caz detectorul RAA este alcătuit după schema paralel. Pentru mărirea rezistenței de intrare, rezistența de sarcină se alege de ordinul 1 MΩ. Constanta de timp a filtrului din circuitul RAA trebuie să aibă 0,1—0,05 s. Mărirea tensiunii de înaltă frecvență la intrarea detectorului îmbunătățește funcționarea sistemului de RAA.

Alte tipuri de detectoare

Detectorul catodic (fig. 9-23), avînd rezistența de intrare mare, aproape nu șuntează circuitul oscilant precedent, din care cauză coeficientul de amplificare și selectivitatea etajului precedent (sau a circuitului de intrare, dacă lipsesc etajele de amplificare) sînt mult mai bune decît în cazul folosirii detectoarelor cu diodă.

În ceea ce privește ceilalți indici, el este asemănător detectorului cu diodă și are coeficientul de detecție ceva mai mare decît unitatea.

În cazul în care capacitatea condensatorului din circuitul catodic al tubului este mică sau cînd capacitatea

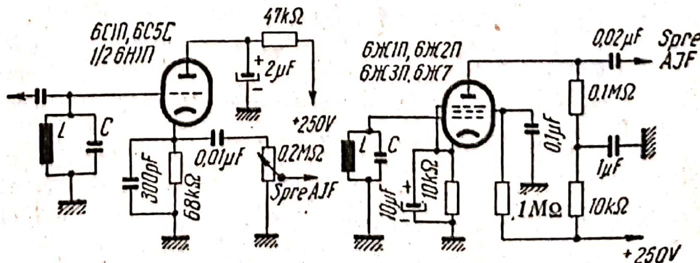


Fig. 9-23. Schema detectorului catodic.

Fig. 9-24. Schema detectorului de grilă.

distribuită dintre anod și catod este mare, detectorul poate autooscila. Uneori această proprietate se folosește pentru construirea etajului cu superreacție. Reacția în acest caz se reglează fie prin variația capacității din circuitul catodic, fie a aceleia dintre anodul și catodul tubului.

Detectorul de grilă (fig. 9-24) are o mare sensibilitate, însă dă distorsiuni considerabile. De obicei se întrebuințează în schemele cu reacție.

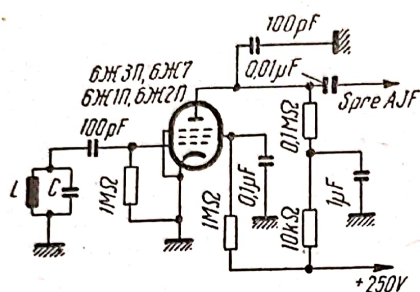


Fig. 9-25. Schema detectorului anodic.

Detectorul anodic (fig. 9-25), ca și detectorul catodic, nu constituie o sarcină prea mare pentru etajul precedent, însă are sensibilitate mică și dă distorsiuni mari.

9-14. INDICATOARE OPTICE DE ACORD

Schemele de conectare ale indicatoarelor optice de acord sînt arătate în fig. 9-26.

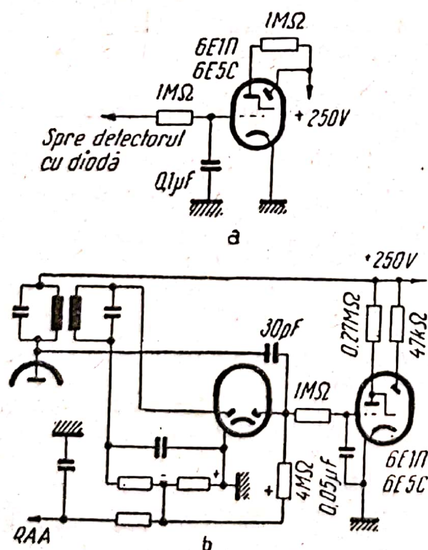


Fig. 9-26. Schemele indicatoarelor optice de acord:
a – obișnuită; *b* – cu sensibilitate mărită.

9-15. SCHEMELE CU REACȚIE

Schemele detectoarelor cu reacție sînt arătate în fig. 9-27.

În fig. 9-28 este dată schema amplificatorului de frecvență intermediară cu reacție pozitivă.

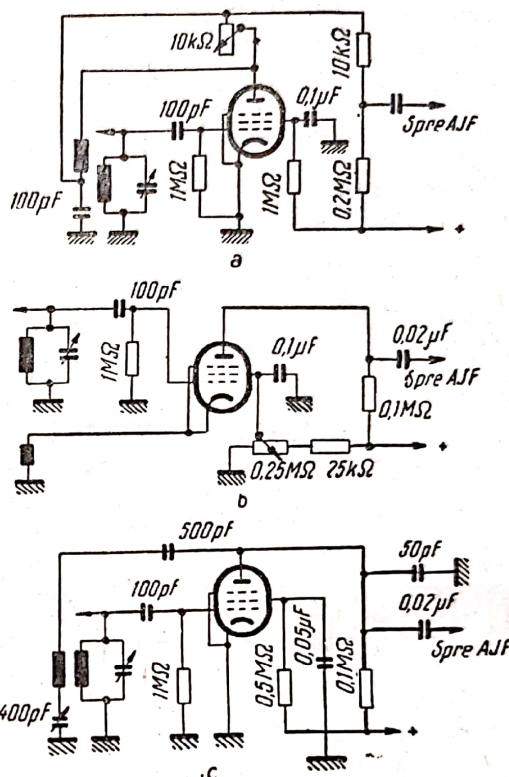


Fig. 9-27. Schemele detectorului de grilă cu reacție:
a și *b* – reglarea reacției cu ajutorul potențiometrului; *c* – reglarea reacției prin condensator variabil.

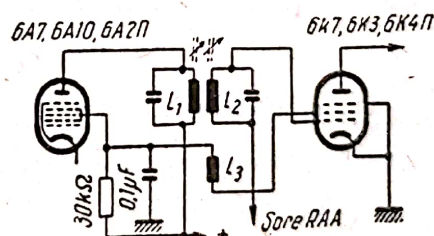


Fig. 9-28. Schema etajului amplificator de frecvență intermediară cu reacție constantă.

9-16. RECEPTOARE PENTRU SEMNALE MODULATE ÎN FRECVENȚĂ

Schemele-bloc ale receptoarelor pentru MF (modulație în frecvență) nu se deosebesc de schemele receptoarelor similare cu MA (modulație în amplitudine). Particularitățile receptoarelor cu MF constau în faptul că ele lucrează în gama UUS (64,5—75 MHz), au banda de trecere pînă la detector de ordinul a 200 kHz și conțin un detector de frecvență.

Deoarece emițătoarele pentru MF accentuează frecvențele audio superioare, în lanțul de joasă frecvență al receptorului cu MF este necesară micșorarea amplificării lor, ceea ce se asigură de obicei prin neuniformitatea caracteristicii de frecvență a difuzorului.

Sensibilitatea receptorului cu MF în gama undelor metrice este limitată de nivelul zgomotelor proprii din circuitul de intrare și din primele etaje ale receptorului. Pentru micșorarea nivelului de zgomot, înaintea etajului schimbător de frecvență, uneori, se folosește un amplificator de înaltă frecvență cu triodă, în montaj cu punctul median al circuitului de intrare la masă. In acest caz sensibilitatea receptorului se obține de ordinul unităților de microvolți. Pentru simplificarea construcției, circuitul de intrare se execută de obicei cu acord fix pe frecvența mijlocie a gamei de lucru.

Etajul schimbător de frecvență se construiește după schema cu oscilator separat (triodă), iar înlăturarea cuplajului între circuitul oscilatorului și circuitul amplificatorului de înaltă frecvență se realizează folosind schema simetrică în punte. O a doua schemă în punte se folosește pentru înlăturarea reacției pe frecvența intermediară prin capacitatea dintre electrozi, cuplaj de asemenea nedorit.

Frecvența intermediară pentru receptoarele sovietice cu MF este de 8,4 MHz.

Pentru obținerea unei înalte stabilități, detectorul nu trebuie să acționeze la modulația în amplitudine parazită a semnalelor recepționate, lucru care se obține fie prin funcționarea ultimului etaj de frecvență intermediară în regim de limitare a amplitudinii, fie prin folosirea detectorului de raport (cu autolimitare). In primul caz, la intrarea etajului limitator trebuie să se aplice o tensiune mărită a semnalului (2—3 V). In cel de-al doilea caz, se înlătură numai influența variațiilor rapide ale amplitudinii semnalului recepționat, în timp ce variațiile lente acționează asupra volumului recepției; de aceea, în cazul folosirii detectorului de raport este indicat să se introducă în receptor sistemul RAA. La intrarea detectorului de raport tensiunea de semnal trebuie să fie de 0,1—0,05 V.

Avînd în vedere stabilitatea mai mare a detectoarelor receptoarelor cu modulație în frecvență, cerințele impuse pentru atenuarea semnalelor parazite în lanțul de înaltă frecvență sînt mai mici decît în receptoarele cu modulația în amplitudine. Astfel, atenuarea canalului alăturat pentru un dezacord de ±250—300 kHz trebuie să fie 26—30 dB, iar atenuarea recepției pe frecvența imagine 20—30 dB.

Trebuie specificat că atenuarea recepției pentru dezacordul de 250—300 kHz este creată nu numai datorită proprietăților selective ale amplificatorului de frecvență intermediară, ci și ca urmare a dezacordului circuitelor oscilante ale detectorului de frecvență. De aceea, în calculul amplificatorului de frecvență intermediară se admite ca atenuarea produsă de acesta la recepție să fie cu 0—10 dB mai mică decît cea indicată mai sus pentru întregul lanț de înaltă frecvență. Neuniformitatea amplificării în limitele benzii de trecere pentru lanțul de frecvență intermediară trebuie să nu întreacă 3 dB, deoarece ea influențează asupra mărimii distorsiunilor de neliniaritate (nu însă și asupra celor de frecvență) a semnalului recepționat. In cazul acordului fix al circuitului de intrare, neuniformitatea coeficientului de transfer al tensiunii acestuia trebuie să fie de cel mult 3 dB în limitele gamei 64,5—73 MHz. In rest, calculul schemei-bloc se face pe baza acelorași criterii ca și pentru receptoarele cu modulație în amplitudine.

9-17. RECEPTOARE COMBINATE PENTRU SEMNALE CU MODULAȚIE ÎN AMPLITUDINE ȘI FRECVENȚĂ

In receptoarele combinate, cu modulație în amplitudine și în frecvență, există părți comune, ca sursa de alimentare și amplificatorul de joasă frecvență. Etajul detector este constituit astfel încît prin comutări simple să poată servi ca detector fie pentru modulația în amplitudine, fie pentru modulația în frecvență. Pentru amplificarea frecvențelor intermediare ale semnalelor cu modulație în amplitudine și în frecvență se folosesc aceleași tuburi, iar filtrele celor două frecvențe intermediare se leagă în serie în circuitele anodice și de grilă ale tuburilor. Intrucît frecvențele de acord ale filtrelor sînt foarte diferite, în cazul în care se lucrează cu una din frecvențele intermediare intră în rezonanță numai filtrul respectiv, în timp ce celălalt este puternic dezacordat și practic nu influențează asupra funcționării schemei.

Circuitul de intrare, amplificatorul de înaltă frecvență și etajul schimbător de frecvență pentru recepția semnalelor din gama UUS cu modulație în frecvență sînt construite sub forma unui bloc separat, fapt ce simplifică construcția și mărește siguranța în funcționare a întregului receptor.

In cazul recepției semnalelor cu modulație în frecvență, amplificatorul de frecvență intermediară se construiește cu un etaj mai mult decît în cazul recepției semnalelor cu modulație în amplitudine. Aceasta necesită fie introducerea unui tub special, fie folosirea tubului schimbător de frecvență din gama undelor lungi, medii și scurte în calitate de tub suplimentar pentru amplificarea frecvenței intermediare.

9-18. AMPLIFICATOARE DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ ÎN RECEPTOARELE PENTRU SEMNALE CU MODULAȚIE ÎN FRECVENȚĂ

Schemele și modul de calcul al filtrelor și etajelor de amplificare a frecvenței intermediare pentru recepția semnalelor cu MF în general sînt analoge celor utilizate la recepția semnalelor cu MA, însă în calculul lor în locul frecvenței de modulație superioară F_s trebuie folosită frecvența situată la jumătatea lărgimii spectrului semnalului cu MF (care în cazul deviației ±75 kHz este de 90—100 kHz). La aceasta se adaugă rezerva necesară pentru compensarea stabilității oscilatorului (de ordinul 15—25 kHz). Pentru frecvența astfel aleasă atenuarea recepției este $\sigma_2=3$ dB. Dezacordul corespunzător canalului alăturat trebuie să fie de 250 kHz în loc de 10 kHz. Capacitățile circuitelor se aleg de ordinul 20—50 pF. Frecvența intermediară se ia egală cu 8,4 MHz.

In receptoarele combinate (cu MA și MF) circuitele oscilante ale filtrelor pentru diferitele frecvențe intermediare se conectează în serie în circuitele anodice și de grilă ale tuburilor (fig. 9-29); în acest caz, la folosirea uneia dintre frecvențele intermediare intră în rezonanță numai circuitul respectiv, în timp ce circuitul oscilant al celeilalte frecvențe intermediare va fi mult dezacordat și nu va in-

fluența asupra funcționării montajului. Pentru înlăturarea pericolului de autoexcitație în gama undelor scurte se scurtcircuitează circuitul oscilant al frecvenței intermediare nefolosite.

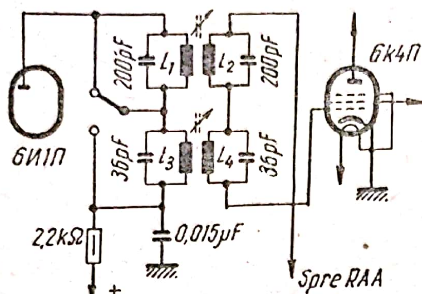


Fig. 9-29. Schema etajului de frecvență intermediară cu modulația combinată (MA și MF).

Exemplu de calcul al filtrelor de frecvență intermediară. Se dau: $m=2$; $F_s=110$ kHz; $f_i=8{,}4$ MHz$=$ $=8400$ kHz; $\sigma_2=3$ dB; $Q=100$.

Determinăm:

$$\sigma_1=\frac{3}{2}=1{,}5 \text{ dB}; \ \beta=1; \ \alpha_1=1;$$

$$Q_{calc}=\frac{1\cdot 8400}{2\cdot 110}=38; \ Q_{calc}<Q_c; \ Q=38;$$

$$\alpha_2=\frac{2\cdot 250}{8400}\cdot 38=2{,}25; \ \sigma_2=9 \text{ dB}.$$

Atenuarea totală a canalului alăturat dată de două filtre de bandă este de $2\cdot 9=18$ dB. Se alege $C=50$ pF. Presupunînd capacitatea de intrare și de ieșire a tubului împreună cu capacitățile distribuite de valoare totală 14 pF, alegem pentru circuitele oscilante condensatoare de cîte 36 pF. Atunci

$$L=\frac{2{,}53\cdot 10^4}{8400^2\cdot 50}=7{,}1 \ \mu\text{H};$$

$$R_s=\frac{6{,}28\cdot 8400\cdot 7{,}1}{\frac{1}{38}-\frac{1}{300}}\cdot 10^{-6}\approx 23 \text{ k}\Omega.$$

Primul circuit oscilant este șuntat de rezistența internă a etajului schimbător de frecvență cu triodă, care fiind destul de mică nu mai face necesară introducerea valorii R_s.

Inductanța mutuală

$$M=kL=\frac{\beta L}{Q}=\frac{1\cdot 7{,}1}{38}=0{,}19 \ \mu\text{H}.$$

Exemplu de calcul pentru amplificatorul de frecvență intermediară. Se dau: $f_i=8400$ kHz; $L=7{,}1$ μH; $Q=38$; $\beta=1$ (din calculul filtrului de bandă). Tubul 6K4 are parametrii: $S=4{,}4$ mA/V; $R_i=1{,}5$ MΩ$=1500$ kΩ; $C_{ag}=$ $=0{,}003$ pF$+0{,}02$ pF$=0{,}023$ pF.

Determinăm:

$$K=200\sqrt{\frac{4{,}4}{8400\cdot 0{,}023}}\approx 30;$$

$$R_c=6{,}28\cdot 38\cdot 7{,}1\cdot 8400\cdot 10^{-6}\approx 15 \text{ k}\Omega;$$

$$n_1=\frac{30}{4{,}4\cdot 15}=0{,}45; \ n_2=0{,}5\sqrt{\frac{1500}{15}}>1;$$

$$n=0{,}45.$$

Amplificarea etajului:

$$K_{fi}=\frac{1}{1+1^2}4{,}4\cdot 15\cdot 0{,}45=15.$$

9-19. BLOCUL DE INTRARE PENTRU GAMA DE UUS

Circuitul de intrare, amplificatorul de înaltă frecvență și etajul schimbător de frecvență pentru UUS se construiesc de obicei sub forma unui bloc separat. Elementele acestui bloc se folosesc exclusiv pentru funcționarea în gama UUS, din cauză că tuburile și condensatoarele de acord din gamele undelor lungi, medii și scurte nu corespund cerințelor impuse funcționării în gama UUS. In plus, executarea prea multor comutări de game ale diferitelor elemente ale schemei complică construcția receptorului și înrăutățește funcționarea acestuia din cauza capacităților parazite.

In blocul UUS montat după schema indicată în fig. 9-30 antena gamei UUS este de tipul vibratorului în λ/2 simplu sau sub formă de buclă; ea se conectează la intrarea receptorului printr-un fider adaptat cu antena. Ieșirea

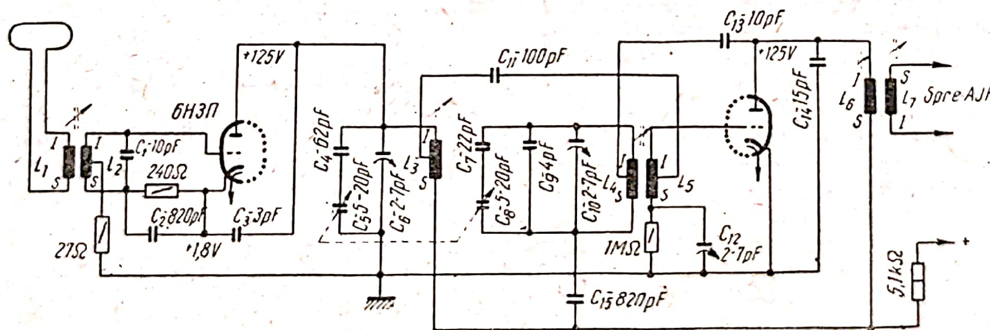


Fig. 9-30. Schema tip a blocului de intrare pentru gama UUS:
$L_1=0{,}15$ μH; $L_2=0{,}34$ μH (priză de la 2/3 din înfășurare); $L_3=0{,}15$ μH (priză de la 1/4 din înfășurare); $L_4=0{,}2$ μH; $L_5=0{,}5$ μH (înfășurare cu 2 fire); L_6 și L_7 — cîte 15 μH.

fiderului se adaptează la intrarea receptorului cu ajutorul unui transformator format din bobinele L_1 şi L_2. Circuitul oscilant de intrare C_1L_2 este acordat pe frecvenţa mijlocie a gamei. Banda de trecere a circuitului de intrare este egală cu lărgimea gamei recepţionate, astfel încît neuniformitatea transferului de tensiune la recepţia pe diferitele frecvenţe ale gamei nu este mai mare de 3 dB.

In scopul obţinerii unui nivel minim al zgomotelor proprii se foloseşte etajul de amplificare de înaltă frecvenţă cu triodă (jumătatea stîngă a tubului 6Н3П). Pentru compensarea reacţiei nedorite prin capacitatea C_{ga} (între grila şi anodul triodei) se foloseşte schema în care punctul median al circuitului oscilant de intrare este conectat la masă; în această schemă părţile de sus şi de jos ale bobinei L_2, condensatorul C_3, capacitatea de ieşire a triodei $C_{ieş}$ şi capacitatea C_{ga} formează o punte la echilibru. In acest caz circuitele oscilante de intrare şi de ieşire ale amplificatorului de înaltă frecvenţă sînt conectate în diagonala punţii. Trioda a doua (din dreapta) a tubului 6Н3П fiind în acelaşi timp şi oscilator şi etaj de amestec constituie schimbătorul de frecvenţă. Condensatoarele C_7, C_8, C_9 şi C_{10} şi bobina L_4 formează circuitul oscilant al oscilatorului a cărui reacţie este constituită de bobina L_5 cuplată inductiv cu bobina L_4. Semnalul radio de la ieşirea amplificatorului de înaltă frecvenţă se aplică la intrarea etajului schimbător de frecvenţă prin condensatorul C_{11}.

Pentru înlăturarea cuplajului nedorit dintre circuitul anodic al amplificatorului de înaltă frecvenţă C_4 C_5 C_6 L_3 şi circuitul oscilant al oscilatorului se foloseşte schema cu punte echilibrată formată din cele două părţi ale bobinei L_5, condensatorul C_{12} şi capacitatea de intrare a triodei schimbătoare de frecvenţă C_{intr}. In acest caz tensiunea semnalului radio din circuitul de ieşire al amplificatorului de înaltă frecvenţă şi tensiunea oscilatorului ce apare pe bobina L_5 acţionează în diagonalele punţii. Pentru compensarea reacţiei negative, produsă de frecvenţa intermediară prin capacitatea C_{ga} a tubului schimbător de frecvenţă, se foloseşte o punte la echilibru formată din condensatoarele C_{13}, C_{14} şi capacitatea de ieşire a triodei schimbătoare de frecvenţă conectată în paralel pe ele ($C_{ieş}$), din condensatoarele C_{15} şi C_{11} şi capacitatea C_{ga}. Dezechilibrul neînsemnat al acestei punţi produce supracompensarea reacţiei negative (peste limita necesară), adică se creează o reacţie pozitivă pe frecvenţa intermediară, care măreşte întrucîtva amplificarea etajului.

Calculul blocului de intrare

Coeficientul de amplificare al etajului schimbător de frecvenţă, în cazul compensării reacţiei pe frecvenţa intermediară, este:

$$K_{fi} = 0{,}25SR_c \frac{\beta}{1+\beta^2},$$

unde: S este panta triodei schimbătoare de frecvenţă, corespunzătoare regimului de amplificare ales, mA/V;

R_c — rezistenţa echivalentă la rezonanţă a circuitului oscilant de frecvenţă intermediară, kΩ;

β — coeficientul generalizat de cuplaj al circuitelor oscilante de frecvenţă intermediară.

Condiţia compensării reacţiei pe frecvenţă intermediară:

$$\frac{C_{13}+C_{14}+C_{ieş}}{C_{15}} = \frac{C_{ga}}{C_{11}}.$$

Supracompensarea se obţine prin micşorarea capacităţii condensatorului C_{15} sub valoarea determinată din condiţia precedentă. Elementele circuitului oscilant al amplificatorului de înaltă frecvenţă şi al oscilatorului se calculează conform formulelor pentru circuitele cu extensie de bandă. Bobina de reacţie a oscilatorului, L_5, cuplajul ei cu circuitul oscilant, precum şi rezistenţa (1 MΩ) se aleg pe cale experimentală urmărindu-se obţinerea unui regim de oscilaţie stabil.

Amplificarea maximă a amplificatorului de înaltă frecvenţă se obţine din condiţia de adaptare a etajului cu sarcina,

$$K_{IF_1} \approx \frac{1}{2} S \sqrt{R_i R_{intr\,fi}},$$

unde: S este panta triodei amplificatorului, mA/V;

R_i — rezistenţa internă, kΩ;

$R_{intr\,fi} = K/f_m^2$ — rezistenţa de intrare a triodei schimbătoare de frecvenţă, kΩ;

f_m — frecvenţa medie a gamei recepţionate, MHz;

k — coeficient dat în tabele, ce serveşte pentru determinarea rezistenţei de intrare a triodei schimbătoare de frecvenţă, kΩ · MHz² (pentru 6Н3П $k = 30\,000$). Avertizarea circuitului oscilant al amplificatorului de înaltă frecvenţă (avînd în vedere şuntarea tubului în regim de adaptare, pe frecvenţa medie a gamei) este:

$$d = 2\left(d_c + \frac{10^3}{6{,}28 f_m C R_i}\right),$$

unde: $d_c \approx 0{,}01$ este amortismentul circuitului;

$C = C_6 + \frac{C_4C_5}{C_4+C_5} + C_s$ — capacitatea totală a circuitului la frecvenţa medie a gamei, pF;

R_i — rezistenţa internă a triodei amplificatoare de înaltă frecvenţă.

Pentru obţinerea adaptării este necesar ca raportul de transformare a tensiunii de la anodul tubului amplificator de înaltă frecvenţă pînă la grila tubului schimbător de frecvenţă să fie

$$m_g = \frac{R_i}{R_{intr\,fi}}.$$

Practic, această valoare a raportului de transformare este asigurată prin alegerea corespunzătoare a poziţiei pe bobina L_3 (pentru care amplificarea blocului de înaltă frecvenţă este maximă).

In cazul în care dorim micşorarea amortizării rezultante, deci îmbunătăţirea selectivităţii în dauna amplificării, este necesar să se micşoreze raportul de transformare m faţă de valoarea m_g obţinută la adaptare. Pentru aceasta trebuie coborîtă priza spre capătul de jos al bobinei L_3. In acest caz dependenţa dintre variaţiile amortizării rezultate şi ale amplificării este exprimată prin relaţiile:

$$K_{if} = K_{if\,max} \frac{2a}{1+a^2};$$

$$d = \left(d_c + \frac{10^3}{6{,}28 f_m C R_i}\right)(1+a^2),$$

unde

$$a=\frac{m}{m_g}<1.$$

Calculul atenuării pentru canalul imagine şi pentru frecvenţa egală cu cea intermediară se face analog amplificatoarelor de înaltă frecvenţă pentru unde lungi, medii şi scurte.

Pentru a se obţine regimul stabil de oscilaţie capacitatea condensatorului C_{12} se alege de ordinul a 2—7 pF. Echilibrul punţii care înlătură cuplajul nedorit dintre circuitul oscilant al amplificatorului de înaltă frecvenţă şi al oscilatorului se asigură prin alegerea poziţiei prizei pe bobina L_5 (aproximativ) şi se reglează (precis) prin capacitatea C_{12}. Se poate verifica echilibrul punţii prin constatarea lipsei tensiunii alternative în sarcina amplificatorului de înaltă frecvenţă atunci cînd oscilatorul generează oscilaţii.

Compensarea reacţiei în amplificatorul de înaltă frecvenţă se obţine prin alegerea poziţiei prizei pe bobina L_2 în aşa fel încît tensiunea alternativă între anodul tubului şi masa amplificatorului de înaltă frecvenţă să nu provoace o cădere de tensiune la capetele bobinei L_2. Priza trebuie să împartă bobina în raportul (aproximativ):

$$p=\frac{C_{ga}}{C_3+C_{ieş}}.$$

Se indică alegerea condensatorului în aşa fel, încît pentru coeficientul p să se obţină valoarea:

$$p\approx 0{,}25\ldots 0{,}3.$$

Amortizarea circuitului de intrare, necesară pentru ca banda acestuia să fie aproximativ egală cu gama frecvenţelor recepţionate, este:

$$d=\frac{f_{max}-f_{min}}{f_m},$$

unde f_{max}, f_{min} şi f_m sînt frecvenţele limită şi respectiv frecvenţa medie a gamei.

Amortizarea circuitului oscilant montat la intrarea tubului amplificator de înaltă frecvenţă (în regim de adaptare) este:

$$d'=\frac{1}{2}d.$$

Pentru obţinerea acestei amortizări capacitatea totală (în picofarazi) a circuitului de intrare $C=C_1+C_{intr}+C_s$ trebuie să fie egală cu

$$C=\frac{10^3}{(d'-d_c)\,6{,}28f_mR_{intr}},$$

unde: f_m este frecvenţa medie a gamei, MHz;
$d_c\approx 0{,}01$ — amortizarea proprie a circuitului oscilant;
R_{intr} — rezistenţa de intrare a amplificatorului de înaltă frecvenţă, kΩ,

$$R_{intr}=\frac{1}{\frac{f_m^2}{k}+pS},$$

unde: k este un coeficient indicat în tabele, kΩ · MHz²;
S — panta triodei amplificatoare, mA/V.

Capacitatea condensatorului circuitului oscilant:

$$C_1=C-C_{intr}-C_p,$$

unde: C_{intr} este capacitatea de intrare a triodei amplificatoare, pF;
$C_p=3\ldots5$ pF — capacitatea distribuită a bobinei şi capacitatea parazită a montajului.

Inductanţa bobinei circuitului oscilant (în microhenry):

$$L_2=\frac{2{,}53\cdot10^4}{f_m^2\cdot C}.$$

Inductanţa bobinei de cuplaj (în microhenry):

$$L_1=\frac{Z}{6{,}28f_m},$$

unde Z este impedanţa fiderului care se alege din condiţia de adaptare cu antena (pentru vibratorul simplu $Z=75$ Ω, iar pentru vibratorul în buclă $Z=300$ Ω).

Coeficientul de cuplaj al bobinelor L_1 şi L_2:

$$K_c=\sqrt{d},$$

iar inductanţa mutuală corespunzătoare (în microhenry):

$$M=K_c\sqrt{L_1L_2}.$$

Coeficientul de transfer al tensiunii circuitului de intrare pe frecvenţa f_m este

$$K_{c.i}=\frac{1}{\sqrt{Z\left(6{,}28f_md_cC10^{-6}+\frac{10^{-3}}{R_{intr}}\right)}}.$$

Amplificarea totală a blocului de înaltă frecvenţă este:

$$K_{b.î.f}=K_{c.i}\cdot K_{t.f}\cdot K_{f.i}.$$

Amplificarea totală, pînă la intrarea detectorului de raport sau a tubului limitator de amplitudine, este:

$$K=K_{b.î.f}\cdot K_{f.i}.$$

Coeficientul de zgomot al blocului de intrare poate atinge valoarea minimă, egală cu

$$F_{zg.\,min}\approx 1+2\sqrt{5\cdot\frac{R_{zg}}{K}f_m^2},$$

unde R este rezistenţa de zgomot (în kiloohmi) a triodei amplificatoare de înaltă frecvenţă (pentru 6Н3П—R_{zg}=0,5 kΩ) în cazul valorii optime a prizei

$$P_{opt}\approx\frac{2}{S}\sqrt{\frac{f_m^2}{K}\left(2S+\frac{f_m^2}{K}\right)}.$$

Forţa electromotoare (în microvolţi) corespunzătoare zgomotelor proprii în circuitul antenei este

$$E_{zg}=4\cdot10^{-3}\sqrt{ZF_{zg}2\Delta f},$$

unde $2\Delta f=2(100\ldots125)=200\ldots250$ kHz este lărgimea benzii de trecere a amplificatorului de frecvenţă intermediară.

Pentru cazul în care semnalul depăşeşte de 5 ori zgomotul f.e.m. a semnalului minim în circuitul antenei este $E_s = 5 E_{zg}$.

Tensiunea semnalului minim la intrarea detectorului este $E_s K$. Această valoare trebuie să fie de 0,05—0,1 V în cazul detectorului de raport şi 1—3 V în cazul detectorului cu limitator de amplitudine. Dacă tensiunea de semnal este mai mică, este necesar să se adauge încă un etaj amplificator de frecvenţă intermediară.

Bloc de intrare cu acord inductiv

Această variantă a schemei blocului de intrare pentru gama UUS (fig. 9-31) este alcătuită pe baza principiilor schemei tip precedente avînd deosebit doar folosirea acordului inductiv al circuitelor oscilante, în locul celui capacitiv.

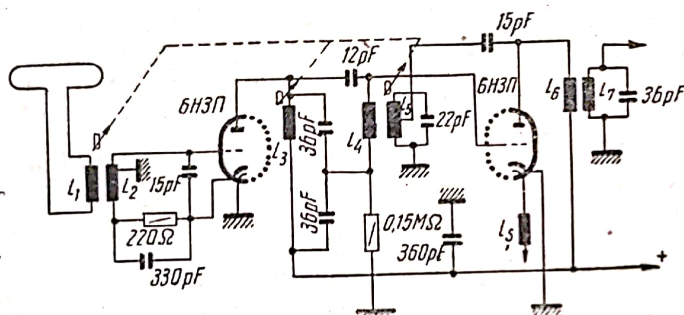


Fig. 9-31. Schema blocului de intrare pentru gama de UUS cu acord inductiv.

In această schemă se acordează pe frecvenţa semnalului recepţionat nu numai oscilatorul şi amplificatorul de înaltă frecvenţă, ci şi circuitul de intrare, ceea ce permite să se obţină o amortizare mai mică, o bandă de trecere mai îngustă (selectivitate mai bună) şi un coeficient de transfer al tensiunii mai mare.

9-20. DETECTOARE PENTRU SEMNALELE MODULATE ÎN FRECVENŢĂ

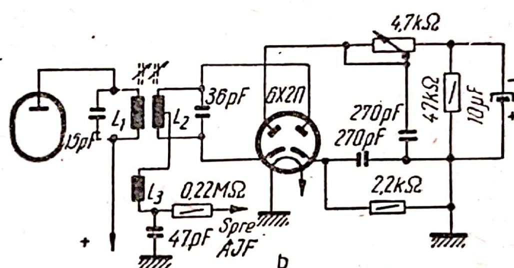
In receptoarele cu MF cel mai des se foloseşte detectorul de raport, care, în afară de detecţia semnalului modulat în frecvenţă, mai realizează şi o limitare a modulaţiei parazite în amplitudine. Aceasta are loc în cazul în care tubul anterior funcţionează în regim de amplificare şi are tensiunea pe grila de comandă de 0,05—0,1 V.

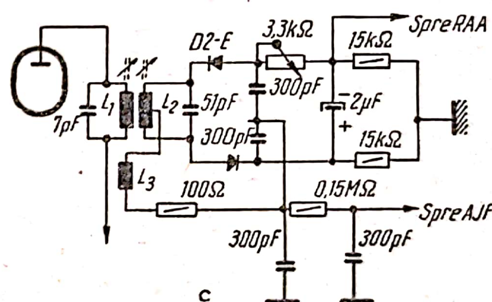
Cînd se foloseşte detectorul de raport, volumul recepţiei este direct proporţional cu amplitudinea medie a semnalului recepţionat, deci la astfel de receptoare se realizează totodată şi reglajul automat al amplificării (RAA).

Schemele detectoarelor de raport se împart în simetrice faţă de masă (fig. 9-32, *a*) şi nesimetrice (fig. 9-32, *b*). Primele sînt mai simple ca acord, nu necesită piese suplimentare şi nu au o tensiune de RAA de două ori mai mică.

Pentru funcţionarea normală a detectorului este important ca jumătăţile înfăşurării bobinei L_2 să fie perfect simetrice din punct de vedere electric. Aceasta se realizează prin bobinarea simultană a celor două jumătăţi cu două conductoare.

Pentru acordul schemei simetrice se aplică la intrare un semnal de frecvenţă intermediară, iar cu un voltmetru de mare rezistenţă se măsoară tensiunea pe rezistenţa R_3. Circuitele oscilante se acordează pînă la obţinerea maxi-





D2-E
3,3kΩ
Spre RAA
15kΩ
300pF
L1
L2
51pF
2μF
7pF
300pF
15kΩ
L3
100Ω
0,15MΩ
Spre AJF
300pF
300pF
c

Fig. 9-32. Schemele detectoarelor de raport : *a* — schema simetrică ; *b* — schema nesimetrică ; *c* — schema cu diode de germaniu.

mului de tensiune. Apoi se conectează voltmetrul între punctele *a* şi *b* şi se acordează circuitul oscilant secundar pînă cînd tensiunea devine egală cu zero.

După aceasta se variază frecvenţa de semnal într-o parte şi într-alta a punctului de rezonanţă şi se ridică curba care exprimă dependenţa dintre tensiunea între punctele *a* şi *b* şi dezacord. Această dependenţă trebuie să fie liniară în limitele ±75—100 kHz. Liniaritatea şi simetria curbei obţinute se reglează prin modificarea valorilor rezistenţelor R_1 şi R_2.

Pentru acordul schemei nesimetrice se conectează în paralel cu rezistenţa de 47 kΩ un divizor de tensiune format din două rezistenţe egale de cîte 0,5—1 MΩ fiecare, după care se execută reglajul ca şi în cazul schemei simetrice.

In aceste scheme adeseori se întrebuinţează diode semiconductoare.

Calculul detectorului de raport simetric

Capacitatea circuitelor C_c se alege de ordinul 15—50 pF (inclusiv capacitatea de ieșire a tubului precedent și capacitatea de intrare a diodelor).

Din condiția acordului circuitelor pe frecvența intermediară f_i (în kilohertzi) se determină inductanțele L_1 și L_2 (în μH):

$$L=\frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{f_i^2 C}.$$

Reactanțele circuitelor primar și secundar (în kiloohmi) se determină cu formula

$$\rho=6{,}28\, Lf_i\cdot 10^{-6}.$$

Amortismentul mediu al circuitelor este:

$$d=4\frac{\Delta f}{f_i},$$

unde Δf este dezacordul maxim de frecvență corespunzătoare porțiunii liniare a caracteristicii detectorului, egal cu deviația maximă de frecvență (75 kHz) plus rezerva de stabilitate (15—25 kHz).

Amortizarea circuitului primar și secundar în sarcină:

$$d_1=0{,}8\, d;\quad d_2=1{,}25\, d.$$

Rezistența de sarcină a detectorului (în kiloohmi):

$$R=R_1+R_3=R_2+R_4=\frac{8}{3}\cdot\frac{\rho^2}{d_2}.$$

Inductanța bobinei (în microhenry):

$$L_3=\frac{L_1}{10k_{1-3}^2},$$

unde $k_{1-3}=0{,}7\ldots 0{,}8$ este coeficientul de cuplaj al bobinelor L_1 și L_3.

Coeficientul de cuplaj al bobinelor L_1 și L_2:

$$K_{1-2}=\frac{1}{2}d.$$

Amplitudinea tensiunii de ieșire (în volți) pentru deviația maximă de frecvență egală cu 75 kHz este:

$$U_{mieș}\approx 0{,}075\frac{75}{\Delta f\cdot d}S\rho_1\cdot U_{intr},$$

unde: S este panta tubului precedent, mA/V;

U_{intr} — tensiunea la intrarea tubului precedent, cunoscută din calculul lanțului de frecvență intermediară.

Capacitatea pentru limitarea MA parazite (în microfarazi):

$$C\geqslant\frac{200}{R_3+R_4}.$$

Schema asimetrică se calculează în mod similar, însă rezistența de sarcină se ia egală cu $2R$.

Exemplu de calcul. Se dau: $f_i=8{,}4$ MHz$=8400$ kHz; $S=4{,}5$ mA/V; $\Delta f=100$ kHz. Alegem capacitatea circuitului primar de 20 pF și a celui secundar egală cu 30 pF.

Determinăm:

$$L_1=\frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{8400^2\cdot 20}=18\ \mu\text{H};\quad L_2=\frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{8400^2\cdot 30}=12\ \mu\text{H};$$

$$\rho_1=6{,}28\cdot 18\cdot 8400\cdot 10^{-6}\approx 1\ \text{k}\Omega;$$

$$\rho_2=6{,}28\cdot 12\cdot 8400\cdot 10^{-6}=0{,}63\ \text{k}\Omega;$$

$$d=4\cdot\frac{100}{8400}=0{,}048;\quad d_1=0{,}8\cdot 0{,}048=0{,}037;$$

$$d_2=1{,}25\cdot 0{,}048=0{,}06;$$

$$R=R_1+R_3=R_2+R_4=\frac{8}{3}\cdot\frac{0{,}63}{0{,}05}=28\ \text{k}\Omega.$$

Pentru realizarea simetriei schemei considerăm $R_1=R_2=3{,}3$ kΩ. Atunci

$$R_3=R_4=28-3{,}3\approx 25\ \text{k}\Omega;$$

$$L_3=\frac{18}{10\cdot 0{,}7^2}=3{,}6\ \mu\text{H};$$

$$K_{1-2}=\frac{1}{2}\cdot 0{,}048=2{,}4\%;$$

$$U_{mieș}\approx 0{,}075\cdot\frac{75}{100}\cdot 4{,}5\cdot 1\frac{1}{0{,}048}\cdot U_{intr}\approx 5U_{intr};$$

$$C\geqslant\frac{200}{25+25}=4\ \mu\text{F}.$$

Detectorul combinat pentru MF și MA

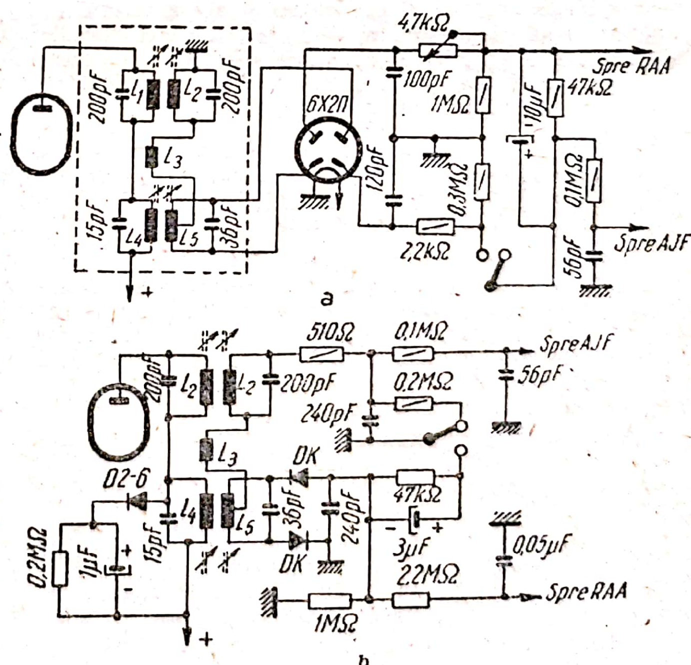


Fig. 9-33. Schema detectorului combinat pentru MF și MA: *a* — cu tuburi electronice; *b* — cu diode de germaniu. Poziția comutatorului corespunde detectării semnalului cu MA.

Detectorul combinat, reprezentat în fig. 9-33, poate funcționa fie ca detector de raport pentru semnale cu MF, care se aplică de la ieșirea de jos (în schemă) a filtrului de bandă, fie ca detector pentru semnale cu MA, ce se aplică la ieșirea de sus a filtrului de bandă. Cele două posibilități se obțin cu ajutorul comutatorului.

Fig. 9-34. Schema detectorului de frecvență cu limitator al modulației parazite în amplitudine, pentru o tensiune de semnal la intrare 0,1–0,2 V.

În fig. 9-34 este indicată schema detectorului de frecvență cu diode semiconductoare și cu limitator pentru modulația parazită.

9-21. NEUTRALIZAREA PARAZIȚILOR ȘI A ZGOMOTELOR

Adeseori recepția posturilor de radio este însoțită de paraziți sau de zgomote. Mulți dintre paraziții care provin, de exemplu, de la sistemele de aprindere ale motoarelor cu combustie internă de la tramvaie sau troleibuze etc. au caracter de impulsuri cu durată scurtă și amplitudine mare ce depășește amplitudinea semnalului util.

Paraziții atmosferici, de obicei, însoțesc recepția posturilor îndepărtate sau de mică putere și de asemenea se aud la varierea acordului receptorului de pe un post pe altul.

Dispozitive de neutralizare a paraziților

Schemele pentru neutralizarea paraziților arătate în fig. 9-35 limitează amplitudinea semnalului nedorit pînă la nivelul amplitudinii semnalului util sau întrerup recepția atît timp cît acționează impulsul parazit.

Acești limitatori acționează destul de eficace în cazul în care impulsurile parazite sînt rare; atunci însă cînd impulsurile parazite se succed des, eficacitatea neutralizării scade simțitor.

Schema serie de neutralizare arătată în fig. 9-35, *a* limitează atît parazitul cît și semnalele utile care depășesc indicele de modulație de 40% și prin aceasta introduce distorsiuni în redarea sunetului. Dar nivelul de limitare a paraziților se poate modifica prin varierea raportului între rezistențele R_1, R_2 și R_3, R_4. Aceste scheme de neutralizare a paraziților sînt întrebuințate mai frecvent în receptoarele destinate pentru radiotelefonie.

Schema paralel de neutralizare a paraziților este arătată în fig. 9-35, *b*.

Aici nivelul pragului de limitare se stabilește de asemenea automat, însă pentru un nivel al indicelui de modulație de 100%. Aceasta permite recepționarea nedistorsionată a posturilor de radio, dar atenuarea paraziților este ceva mai scăzută. Eficacitatea acestei scheme se poate mări prin schimbarea raportului între rezistențele R_1 și R_2, în care caz vor crește întrucîtva distorsiunile la redarea sunetelor mai puternice.

Schema combinată pentru neutralizarea paraziților este arătată în fig. 9-35, *c*. Ea reprezintă o combinație a primelor două scheme și diferă de acestea prin eficacitatea funcționării.

Ca și în schema precedentă, limitarea paraziților se produce la nivelul indicelui de modulație de 100%. În fig. 9-35, *d* este arătată o schemă similară de neutralizare a paraziților, echipată cu diode semiconductoare.

Schema de neutralizare a zgomotelor

Principiul de lucru al majorității schemelor de neutralizare a zgomotelor se bazează pe faptul că în lipsa semnalului sau cînd acesta are o valoare foarte mică se micșorează brusc amplificarea unora dintre etaje sau se îngustează considerabil banda de trecere cu cît se mărește sensibilitatea reală a receptorului.

Una dintre schemele cele mai simple pentru neutralizarea zgomotelor este arătată în fig. 9-36, *a*.

Micșorarea acțiunii zgomotelor se obține prin atenuarea puternică a amplificării frecvențelor audio superioare (cu 12—15 dB). În lipsa semnalului, tensiunea pe grila de comandă a tubului 6E5C este egală cu zero, rezistența internă a acestuia este mică și condensatorul C_2 blochează grila de comandă a tubului final tăind frecvențele audio superioare. La recepția unui post destul de puternic, din circuitul RAA se aplică pe grila tubului în 6E5C o tensiune negativă. Pe măsură ce aceasta crește, rezistența internă a tubului T_2 crește micșorînd acțiunea de blocare a condensatorului C_2 și nivelează caracteristica de frecvență a receptorului.

O schemă similară de neutralizare a zgomotelor este arătată în fig. 9-36, *b*. Ea se deosebește de precedenta doar prin aceea că în circuitul catodului tubului 6E5C, prin filtrul de joasă frecvență, se aplică o parte din tensiunea de ieșire. Astfel, se obține o pantă mai mare a frontului posterior al caracteristicii de frecvență, iar prin alegerea valorilor filtrului se poate stabili frecvența limită de la care începe frontul posterior.

Schema de neutralizare a zgomotelor, arătată în fig. 9-37, *a*, funcționează în mod diferit. Aici, pentru neutralizarea zgomotelor se folosește una dintre diodele tubului 6Г3П. În lipsa semnalului pe sarcina detectorului de frecvență sau cînd aceasta este mică, pe dioda tubului T_2 se aplică, prin rezistența R_6, o tensiune pozitivă mică, luată din catodul tubului final T_3. În acest caz, rezistența internă a diodei va fi mică și condensatorul C_5 va fi pus la masă, blocînd astfel intrarea amplificatorului de joasă frecvență și tăind frecvențele audio superioare. Pe măsura creșterii semnalului, pe sarcina detectorului de frecvență va apărea o tensiune negativă, care se aplică prin rezistența R_5, tot diodei de neutralizare a zgomotelor.

În felul acesta pe dioda de limitare se vor aplica în același timp două tensiuni diferite: una (pozitivă) de pe catodul tubului final și alta (negativă) de pe sarcina detectorului de frecvență. Existența tensiunii negative va compensa tensiunea pozitivă, mărind treptat rezistența internă

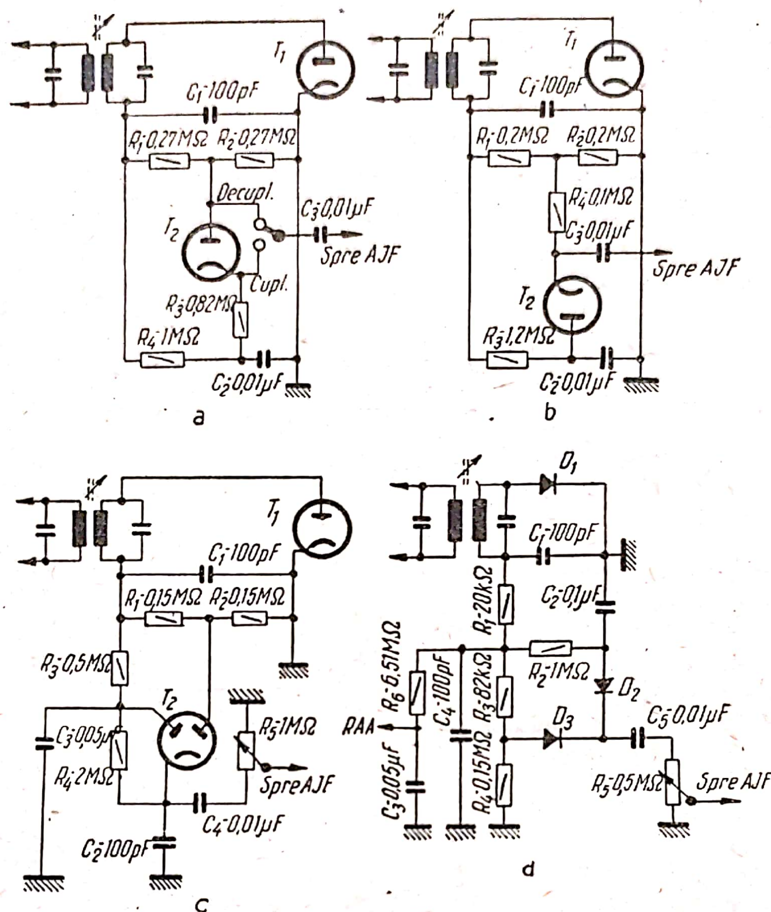


Fig. 9-35. Schemele de limitare a paraziților :
a — în serie ; *b* — în paralel ; *c* — combinată ; *d* — cu diode de germaniu.

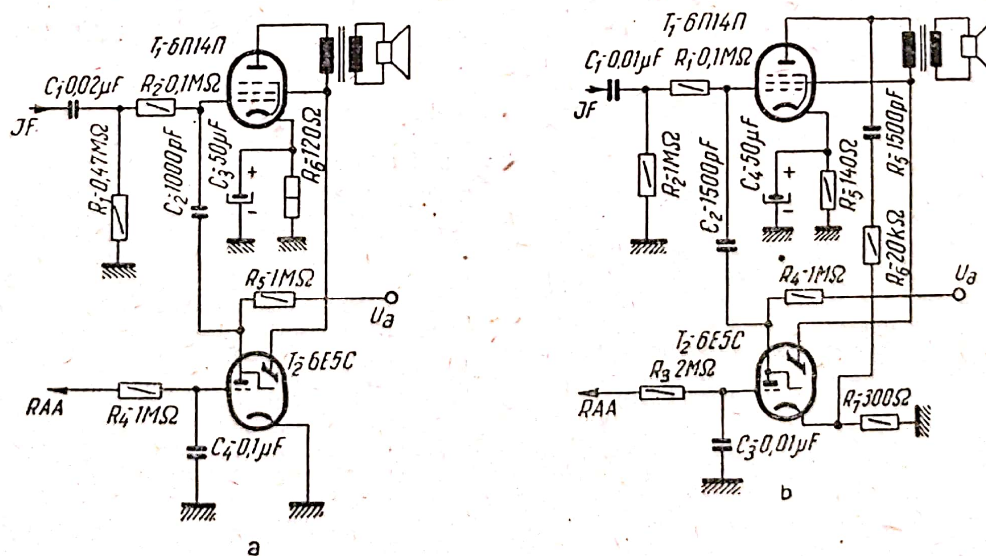


Fig. 9-36. Schemele de limitare a zgomotelor folosind tubul electronic de tip 6E5C :
a — schema simplă ; *b* — schema complexă cu filtru de joasă frecvență.

a diodei și micșorînd acțiunea condensatorului C_5. Cînd însă tensiunea negativă este egală sau ceva mai mare decît tensiunea pozitivă, dioda se închide complet, rezistența ei internă crește brusc și acțiunea de blocare a condensatorului C_5 se reduce la minimum. Acest fapt permite lanțului

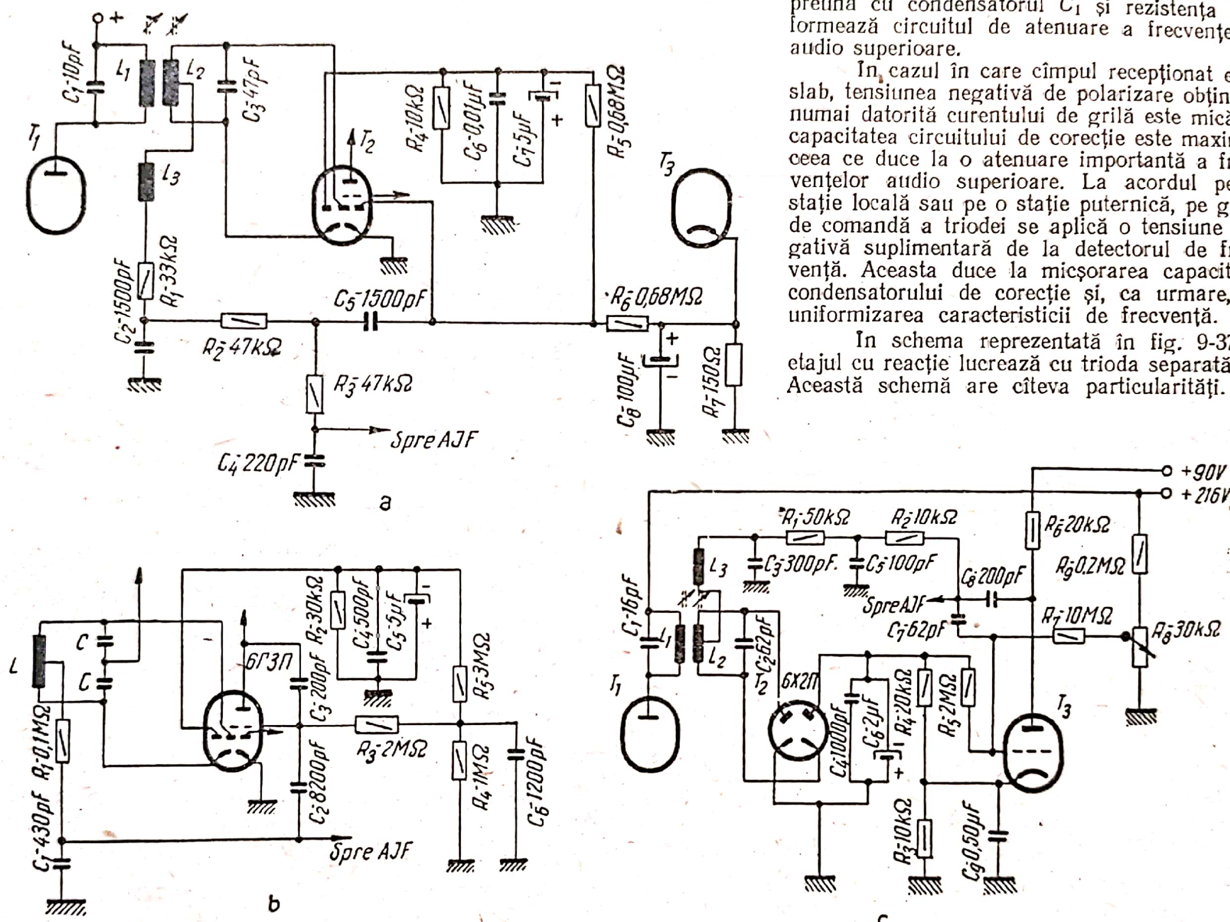


Fig. 9-37. Schemele etajelor de neutralizare a zgomotelor : *a* — cu limitator diodă ; *b* și *c* — cu tub reactiv.

de joasă frecvență al receptorului să amplifice întregul spectru de frecvențe, ceea ce este deosebit de favorabil la audiția posturilor locale sau a posturilor puternice, care dezvoltă o mare intensitate a cîmpului la locul de recepție.

Schema similară pentru neutralizarea zgomotelor, arătată în fig. 9-37, *b*, folosește de asemenea tubul de tip 6Г3П, însă spre deosebire de schema precedentă, partea de triodă a tubului nu funcționează ca preamplificator de joasă frecvență, ci servește pentru neutralizarea zgomotelor.

În această schemă partea de triodă a tubului reprezintă un etaj cu reacție, al cărui circuit de reacție, de fază, este format din rezistențele R_3, R_4 și condensatoarele C_3, C_6. În acest mod partea de triodă a tubului joacă rolul unei capacități variabile. Mărimea acestei capacități depinde de valoarea tensiunii negative aplicate pe grila de comandă. Această tensiune se obține parțial datorită curentului de grilă și parțial, prin rezistența R_5 de la sarcina detectorului de frecvență. Totodată această capacitate variabilă, împreună cu condensatorul C_1 și rezistența R_1, formează circuitul de atenuare a frecvențelor audio superioare.

În cazul în care cîmpul recepționat este slab, tensiunea negativă de polarizare obținută numai datorită curentului de grilă este mică și capacitatea circuitului de corecție este maximă, ceea ce duce la o atenuare importantă a frecvențelor audio superioare. La acordul pe o stație locală sau pe o stație puternică, pe grila de comandă a triodei se aplică o tensiune negativă suplimentară de la detectorul de frecvență. Aceasta duce la micșorarea capacității condensatorului de corecție și, ca urmare, la uniformizarea caracteristicii de frecvență.

În schema reprezentată în fig. 9-37, *c*, etajul cu reacție lucrează cu trioda separată T_3. Această schemă are cîteva particularități. În primul rînd, rezistența de negativare R_3 intră ca parte componentă în rezistența de sarcină a detectorului de frecvență, care este format în acest caz din rezistențele R_3 și R_4. În acest mod tensiunea negativă care apare la recepție pe sarcina detectorului de frecvență se adună cu tensiunea de polarizare. În al doilea rînd, în schemă este introdus potențiometrul R_8, de pe care se obține tensiunea pozitivă ce se aplică pe grila de comandă a tubului T_3. Cu ajutorul acestui potențiometru se poate modifica valoarea tensiunii pozitive ce se aplică pe grila de comandă a tubului și se poate găsi minimul pentru care caracteristica de frecvență a amplificatorului se restabilește complet.

Capitolul 10

DISPOZITIVELE SEMICONDUCTOARE ȘI FOLOSIREA LOR

10-1. PRINCIPIILE FIZICE ALE DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE

Semiconductoarele

Semiconductoarele cuprind o grupă mare de substanțe (atît elemente chimice, cît și combinații ale acestora) care se caracterizează prin faptul că conductibilitatea lor electrică depinde mult de diverși factori exteriori, cum sînt: încălzirea, iluminarea, radiațiile radioactive, existența unor defecte în structura cristalină a modelului respectiv; valoarea conductibilității respective este destul de mare la temperatura camerei. La temperaturile apropiate de zero absolut, monocristalele pure ale semiconductoarelor încetează aproape să conducă curentul electric, devenind, în esență, niște izolatoare. Pe măsura creșterii temperaturii, conductibilitatea electrică a semiconductoarelor crește și la temperaturi destul de înalte poate deveni comparabilă cu conductibilitatea electrică a conductoarelor. Aceste fenomene se explică prin faptul că în lipsa unor influențe termice și a altor influențe energetice, structura cristalină regulată a semiconductorului este caracterizată prin așezarea regulată a tuturor particulelor elementare purtătoare de sarcină electrică în anumite locuri ale rețelei cristaline. Aplicarea însă a unei energii din afară poate elibera anumite particule, încărcate electric, de legăturile lor cu rețeaua cristalină, iar aceste particule eliberate pot transporta sarcina electrică prin volumul cristalului.

In tehnica modernă cea mai importantă este clasa semiconductoarelor electronice. Acestea sînt substanțe care, sub influența excitației termice, sau a unor alte tipuri de excitații, eliberează electroni. Astfel de elemente sînt germaniul (Ge) și siliciul (Si), folosite în prezent pe scară largă.

Mecanica cuantică și teoria zonelor energetice demonstrează că la trecerea electronului în stare liberă energia lui crește în salt și că pentru realizarea acestei treceri este necesar ca cuantele de energie excitantă să fie mai mari decît o anumită mărime caracteristică pentru semiconductorul respectiv. Energia necesară pentru smulgerea electronului ΔE se numește energie de ionizare sau lățimea zonei interzise. Pentru germaniu $\Delta E=0,72$ eV; pentru siliciu $\Delta E=1,12$ eV.

Conductibilitate intrinsecă

Conductibilitatea electrică a cristalelor pure este condiționată atît de existența unui anumit număr de electroni eliberați sub acțiunea temperaturii, cît și de mecanismul de apariție a golurilor de conductibilitate electrică, deoarece în acele locuri ale rețelei cristaline din care au fost eliberați electroni se formează „goluri", adică sarcini pozitive necompensate ale ionilor. Intr-un astfel de gol poate să treacă un electron legat aflat alături și, astfel, golul se deplasează în altă parte. In acest fel, sînt mobili atît electronii care au trecut în stare liberă, cît și golurile pe care le-au creat și care, de obicei, sînt privite ca particule mobile încărcate pozitiv.

Mobilitatea μ a purtătorilor de electricitate este apreciată cu ajutorul vitezei v, cu care se deplasează acești purtători în direcția cîmpului electric E, cînd $E=1$ V/cm.

$$\mu\left(\frac{\mathrm{cm}^2}{\mathrm{V\cdot s}}\right)=\frac{v\left(\frac{\mathrm{cm}}{\mathrm{s}}\right)}{E\left(\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{cm}}\right)}.$$

In germaniu mobilitatea golurilor $\mu_p=1900$ cm²/s · V, iar a electronilor $\mu_n=3900$ cm²/s · V. In siliciu ambele mărimi sînt de aproximativ 3 ori mai mici.

Concentrația electronilor liberi n și a golurilor p în cristalul pur al semiconductorului, în lipsa altor factori de excitare, sînt egale între ele și sînt legate univoc de temperatura la care se află cristalul respectiv:

$$n=p=n_i=AT^{3/2}e^{-\frac{\Delta E}{2kT}},$$

unde:

n_i este concentrația „proprie" a purtătorilor, 1/cm³;

A — o constantă egală pentru germaniu cu $9,7\cdot 50^{15}$, pentru siliciu cu $3,9\cdot 10^{15}$;

T — temperatura absolută;

$e\approx 2,72$ — baza logaritmilor naturali;

$k\approx 1,38\cdot 10^{16}$ ergi/grad — constanta lui Boltzmann.

La temperatura camerei (290 °K), pentru germaniu $n_i\approx 2,5\cdot 10^{13}$ 1/cm³. Cu toate că valoarea absolută a mărimii n_i este mare, numărul atomilor ionizați este foarte mic: un purtător revine aproximativ la 10^9 atomi. In siliciu concentrația purtătorilor este cu cîteva ordine mai mică.

Concentrația purtătorilor și mobilitatea lor determină conductibilitatea electrică a semiconductorului. Conductibilitatea specifică (de volum) este:

$$\sigma=q\,(n\mu_n+p\mu_p)\quad [\Omega\cdot\mathrm{cm}]^{-1},$$

unde q este sarcina electronului şi pentru semiconductorul pur

$$\sigma_i = q n_i (\mu_n + \mu_p).$$

Ea creşte o dată cu creşterea temperaturii după o lege exponenţială in conformitate cu expresia lui n_i.

Conductibilitatea cristalelor cu impurităţi (extrinsecă)

Introducerea în semiconductor a unor anumite impurităţi provoacă schimbarea bruscă a conductibilităţii electrice a semiconductorului. Dacă atomii impurităţii au un număr mai mare de electroni valenţi decît atomii semiconductorului, atunci la înlocuirea unor atomi ai semiconductorului cu atomii impurităţii rămîne un surplus de electroni, care trec uşor în stare liberă şi măresc conductibilitatea electrică. Astfel de impurităţi se numesc donoare, iar semiconductoarele cu impurităţi, cu un număr sporit de electroni liberi ($n > p$), se numesc semiconductoare electronice, sau de tipul n.

Dacă atomii impurtăţii au un număr de electroni valenţi mai mic decît semiconductorul de bază, atunci atomii impurităţii, introduşi în cristal, pentru formarea tuturor legăturilor, smulg cu uşurinţă de la atomii vecini ai semiconductorului de bază electroni, crescînd astfel concentraţia golurilor. Astfel de impurităţi se numesc acceptoare, iar semiconductoarele cu impurităţi în care a crescut numărul golurilor ($p > n$) se numesc semiconductoare cu goluri, sau de tipul p.

Germaniul şi siliciul sînt elemente tetravalente; de aceea, stibiul (Sb), arsenul (As), fosforul (P) — pentavalente — sînt donoare faţă de ele, iar indiul (In), aluminiul (Al), borul (B), care sînt trivalente-acceptoare.

Pentru ionizarea atomilor impurităţilor este necesară, de obicei, o energie mult mai mică (de ordinul a 0,01—0,1 eV) decît pentru ionizarea atomilor proprii ai semiconductorului (de ordinul a 1 eV). De aceea, la temperatura camerei, practic, toţi atomii impurităţii sînt ionizaţi, iar concentraţia purtătorilor, excitaţi prin introducerea impurităţii, devine egală cu concentraţia atomilor impurităţii şi poate depăşi cu mult concentraţia proprie n_i. Astfel, la introducerea a numai 0,0001% stibiu în germaniul pur (un atom de Sb la 10^6 atomi de Ge), concentraţia golurilor p şi, totodată, conductibilitatea germaniului creşte de 1000 ori, deoarece în germaniul propriu-zis un purtător revine pentru 10^9 atomi.

Creşterea concentraţiei unui tip de purtători (de exemplu a golurilor — p) este însoţită de descreşterea tot de atîtea ori a concentraţiei purtătorilor sarcinilor de semn contrar (electroni — n). Astfel, produsul pn al concentraţiilor din semiconductorul respectiv nu depinde de conţinutul de impurităţi şi la temperatura dată rămîne o mărime constantă:

$$pn = \text{const} = n_i^2.$$

Purtătorii predominanţi din semiconductoarele cu impurităţi (de exemplu golurile din semiconductorul de tipul p) se numesc majoritari, iar purtătorii de semn contrar (în cazul de faţă electronii), minoritari.

O dată cu creşterea temperaturii, creşterea concentraţiei purtătorilor din semiconductoarele cu impurităţi are loc, în principiu, pe baza creşterii numărului de purtători minoritari, deoarece, de obicei, toţi atomii impurităţii sînt ionizaţi deja la temperatura camerei. La temperaturi destul de înalte, concentraţia purtătorilor minoritari poate deveni egală cu concentraţia purtătorilor majoritari. Atunci semiconductorul pierde proprietatea conductibilităţii extrinsece şi se transformă într-un semiconductor propriu-zis.

Cu cît este mai mare concentraţia impurităţilor, adică cu cît este mai mică rezistenţa specifică a semiconductorului cu impurităţi la temperatură normală, cu atît este mai mare temperatura la care semiconductorul se transformă în semiconductor propriu-zis.

Caracteristicile electrice ale semiconductoarelor

În afară de conductibilitatea specifică, despre care s-a vorbit mai înainte, printre caracteristicile electrice de bază ale semiconductoarelor se numără lungimea regiunii de difuzie şi durata de viaţă a purtătorilor în exces.

Atît în semiconductoarele propriu-zise, cît şi în cele cu impurităţi, concentraţia purtătorilor, condiţionată numai de temperatura la care se află semiconductorul, se numeşte echilibrată. Purtătorii suplimentari însă, creaţi de acţiunea unor factori oarecare de excitaţie (iluminare, radiaţiile radioactive etc.) se numesc suplimentari sau în exces.

La încetarea acţiunii factorului excitant, concentraţia purtătorilor descreşte în urma recombinării purtătorilor în exces şi tinde spre concentraţia echilibrată. Ritmul de recombinare exercită o mare influenţă asupra proprietăţilor de frecvenţă ale dispozitivelor cu semiconductoare şi pentru estimarea lui cantitativă s-a introdus noţiunea de timp de viaţă a purtătorilor în exces (τ). Timpul de viaţă τ este determinat de intervalul în decursul căruia numărul purtătorilor în exces descreşte de „e" ori (aproximativ cu 63%). Restabilirea completă a concentraţiei de echilibru are loc, practic, într-un interval de timp egal cu 3τ.

Dacă purtătorii mobili în exces sînt excitaţi numai într-o parte oarecare a cristalului semiconductorului, atunci, datorită difuziei, aceşti purtători vor începe să se deplaseze în alte regiuni ale cristalului, căutînd să niveleze concentraţia purtătorilor în întregul volum. Însă, datorită timpului de viaţă limitat, ieşind dincolo de limitele domeniului de acţiune a factorului excitant, purtătorii în exces încep să se recombine şi, pe măsura îndepărtării lor, concentraţia descreşte tot mai mult. Distanţa, după parcurgerea căreia concentraţia purtătorilor în exces descreşte de e ori, se numeşte lungime de difuzie (L_d).

Cu cît este mai perfectă structura cristalului, cu atît sînt mai mari τ şi L_d. La monocristalele de germaniu, folosite pentru confecţionarea tranzistoarelor moderne, τ şi L_d, pentru purtătorii în exces, ating, respectiv, valorile de 1000 μs şi 0,5 cm.

Timpul de viaţa τ şi lungimea de difuzie L_d sînt legate între ele prin relaţia:

$$L_d = \sqrt{D\tau},$$

în care D este coeficientul de difuzie (cm²/s), care, la rîndul său, este legat de mobilitatea μ a purtătorilor de semnul respectiv prin relaţia lui Einstein:

$$\frac{D}{\mu} = \frac{kT}{q}$$

(valorile mărimilor k, T şi q sînt cele specificate înainte). În germaniu, pentru goluri $D_p = 44$ cm²/s, pentru electroni $D_n = 88$ cm²/s. În siliciu, respectiv $D_p = 10$ cm²/s şi $D_n = 33$ cm²/s.

Trebuie menţionat faptul că valorile eficace ale lui τ, L_d şi D sînt adesea mult influenţate de particularităţile constructive şi tehnologice, precum şi de regimurile de folosire a dispozitivelor semiconductoare.

Termorezistențe

Deoarece numărul purtătorilor de sarcină electrică din semiconductoare depinde mult de temperatură, coeficientul de temperatură al rezistenței semiconductoarelor este mult mai mare decît la conductoarele metalice. Pe aceasta se bazează confecționarea, din materiale semiconductoare, a termorezistențelor (termistoarelor). Pe proprietatea variației rezistenței electrice a termistorului cu temperatura (fig. 10-1) se bazează folosirea termistoarelor pentru controlul temperaturii și al compensației de temperatură.

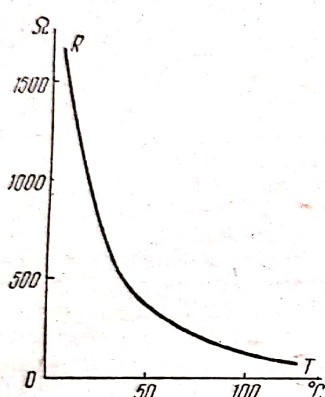


Fig. 10-1. Dependența de temperatură a rezistenței electrice a termorezistenței cu semiconductor.

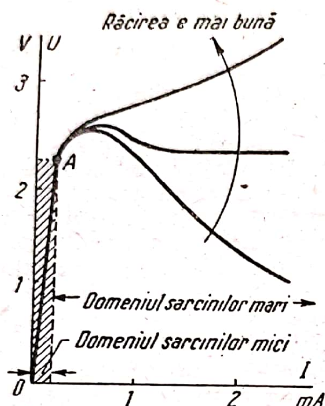


Fig. 10-2. Caracteristicile volt-amperice ale termorezistenței pentru diferite condiții de răcire.

La trecerea prin termistor a curentului electric are loc încălzirea termistorului și, ca rezultat, rezistența lui descrește și devine neliniară. Trebuie subliniat faptul că mecanismul termic de apariție a neliniarității rezistenței termistoarelor este de inerție. Creînd condiții diferite de cedare a căldurii, determinate de construcția termistorului, se confecționează termistoare cu caracteristici volt-amperice diferite în domeniul sarcinilor mari (fig. 10-2) care-și găsesc utilizarea la stabilizarea tensiunii, protecția împotriva supraîncărcării etc.

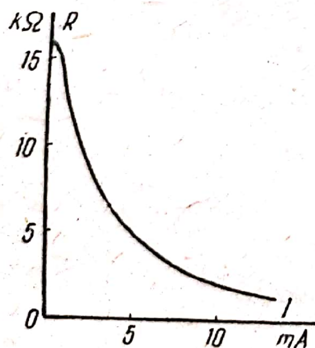


Fig. 10-3. Dependența de curentul din dispozitivul de încălzire a rezistenței electrice a termorezistenței cu semiconductor, cu încălzire indirectă.

Termorezistențele cu încălzire indirectă includ în construcția lor un dispozitiv special de încălzire. Termistorul propriu-zis, introdus într-un circuit electric, își poate schimba rezistența; prin urmare, se schimbă și curentul din acest circuit, aceasta în funcție de intensitatea curentului care circulă într-un alt circuit, în care este introdus dispozitivul de încălzire. Astfel de termistoare se folosesc în scopul telecomenzii și pentru sistemele de reglare automată cu inerție. Dependența rezistenței termistorului cu încălzire indirectă de curentul dispozitivului de încălzire este reprezentată în fig. 10-3.

Fotorezistențe

La baza funcționării fotorezistențelor stă eliberarea purtătorilor de sarcină electrică în volumul semiconductorului sub acțiunea luminii. Rezistența semiconductoarelor se micșorează prin iluminare.

În legătură cu caracterul cuantic al trecerii electronilor în stare liberă, efectul de fotoconductibilitate apare numai cu condiția ca energia cuantei de lumină să fie egală sau mai mare decît lățimea zonei interzise, adică

$$h\nu \geqslant \Delta E,$$

unde $h \approx 6{,}62 \cdot 10^{-27}$ ergi · s este constanta lui Planck; ν — frecvența oscilațiilor luminoase. De aici rezultă existența limitei de roșu a efectului de fotoconductibilitate:

$$\lambda_{cr} = \frac{ch}{\Delta E},$$

unde $c = 3 \cdot 10^{10}$ cm/s este viteza luminii; λ_{cr} — lungimea de undă luminoasă cea mai mare, care provoacă efectul de fotoconductibilitate.

În funcție de semiconductorul folosit, se obțin fotorezistențe care au caracteristici spectrale diferite, cu maximumuri în orice parte a spectrului electromagnetic, de la razele infraroșii (calorice) pînă la razele Roentgen.

Sensibilitatea celulelor fotoconductoare (fotorezistențelor) este direct proporțională cu tensiunea aplicată și depășește de mii de ori sensibilitatea fotoelementelor cu vid, atingînd valoarea de 1—10 A/lum, la tensiuni de 200—400 V.

Defectul fotorezistențelor constă în inerția lor remarcabilă: creșterea înceată și, mai ales, micșorarea lentă a curentului cu variația luminii, care atinge uneori 0,1 s. Unele tipuri de fotorezistențe se caracterizează prin funcția de temperatură a fotocurentului.

Fotorezistențele își găsesc utilizarea principală în schemele fotoreleelor și ca indicatoare pentru diferite radiații.

Joncțiunea *pn*

La baza funcționării unei clase mari de dispozitive cu semiconductoare stă folosirea limitelor de separare a regiunilor cu tipuri de conductibilitate de semne contrare (joncțiunea *pn*).

În dispozitivele cu semiconductoare moderne joncțiunea *pn* este realizată prin metode tehnologice speciale, al căror scop este obținerea unei astfel de distribuții a impurităților, încît în interiorul unui aceluiași cristal al semiconductorului se formează regiuni de tipul *p* și *n*.

Datorită concentrației diferite a electronilor și a golurilor în aceste regiuni, prin limita de separare are loc difuzia dirijată a electronilor din regiunea *n* în regiunea *p* și a golurilor în sens opus (fig. 10-4). Ca rezultat, în regiunea *n* apare un strat încărcat pozitiv, iar în regiunea *p* — un strat încărcat negativ. Cîmpul electric, la granița dintre aceste straturi, împiedică difuzia mai departe a purtătorilor majoritari de curent prin joncțiune și creează o barieră de potențial (purtătorii minoritari sînt atrași de acest cîmp peste joncțiune, dar datorită concentrației lor reduse nu împiedică formarea barierei). Astfel, joncțiunea *pn* se caracterizează prin existența unor sarcini

spațiale de ambele părți ale limitei de separare dintre regiunile p și n, prin existența unei bariere de potențial, a unui cîmp electric și, ca urmare, a unei capacități electrice.

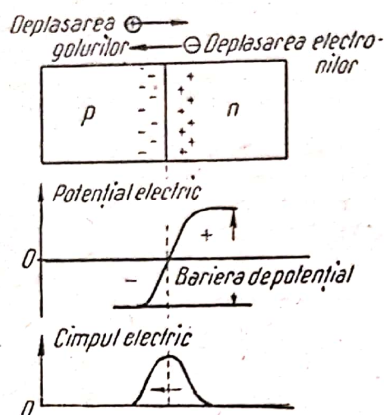


Fig. 10-4. Distribuția sarcinilor electrice și a cîmpului electric în domeniul joncțiunii pn.

Bariera de potențial creează efectul de conductibilitate unilaterală pe care se bazează funcționarea diodelor redresoare cu semiconductoare (fig. 10-5). Dacă se aplică o tensiune de semn contrar la joncțiunea pn, atunci bariera de potențial inițială crește și mai mult și, practic, închide cu totul accesul prin joncțiunea pn pentru purtătorii majoritari. Purtătorii minoritari sînt atrași de același cîmp prin joncțiune, dar concentrația lor este mică și fluxul lor prin joncțiunea pn nu poate crea curenți mari ; datorită acestui fapt, curentul invers al diodelor semiconductoare se măsoară, de obicei, cu unități și zeci de microamperi. La variațiile moderate ale tensiunii aplicate zonei de trecere, curentul invers variază slab, deoarece la tensiuni mici, practic, toți purtătorii minoritari se deplasează prin joncțiune. În sens direct însă prin joncțiunea pn pot trece curenți foarte mari (sute de miliamperi la zeci de amperi), la căderi foarte mici de tensiune (sub 1 V), deoarece bariera de potențial nu este înaltă, pentru reducerea ei fiind suficiente tensiuni foarte joase. Diodele cu semiconductoare, ca elemente cu conductibilitate unilaterală, se folosesc în redresoarele de putere ca detectoare, convertizoare de frecvență, în schemele cu impulsuri etc.

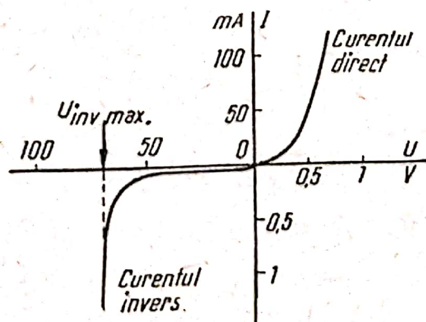


Fig. 10-5. Caracteristica volt-amperică a joncțiunii pn.

Cîmpul electric, care acționează la joncțiunea pn, are un astfel de sens, încît transportă purtători minoritari în regiunea în care ei devin majoritari. Dacă, luminînd semiconductorul în apropierea joncțiunii pn, se excită un număr oarecare de perechi electron-gol, atunci electronii, excitați în regiunea p, vor fi transportați în regiunea n, iar golurile, create în regiunea n, vor fi transportate în regiunea p. Ca rezultat al acestui proces, între bornele exterioare ale diodei cu semiconductoare apare o f.e.m. Fotocurentul crește atunci cînd se aplică la joncțiunea pn o tensiune inversă de la o sursă exterioară.

Pe acest principiu se bazează funcționarea fotodiodelor, care sînt inferioare, din punctul de vedere al sensibilității, celulelor fotoconductoare (fotorezistențelor), dar, în schimb, au o inerție mică și sînt utile, de exemplu, pentru reproducerea tonfilmului.

Pe măsura creșterii tensiunii inverse aplicate joncțiunii pn, intensitatea cîmpului crește și la o valoare oarecare a tensiunii inverse $U_{inv\ max}$ atinge valoarea de străpungere, observîndu-se totodată creșterea în avalanșă a curentului invers. Acest fenomen se folosește la tipurile speciale de diode semiconductoare (stabilitroane) pentru stabilizarea tensiunii.

În sfîrșit, aplicînd o tensiune inversă mai mare sau mai mică, poate fi variată înălțimea barierei de potențial și lărgimea regiunii de trecere a joncțiunii pn, ceea ce duce și la variația capacității electrice a joncțiunii pn. Pe aceasta se bazează folosirea diodelor semiconductoare pentru acordarea circuitelor oscilante, pentru realizarea modulației de frecvență și a controlului automat al frecvenței.

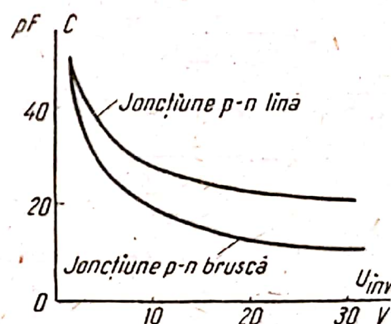


Fig. 10-6. Variația capacității electrice a joncțiunii pn în funcție de tensiunea constantă inversă aplicată.

În funcție de tehnologia confecționării joncțiunilor pn (v. subcap. 10-2), capacitatea joncțiunii (fig. 10-6) este invers proporțională fie cu radicalul de ordinul 2 (la joncțiunile pn bruște, obținute prin metoda sudurii), fie cu radicalul de ordinul 3 al tensiunii inverse (la joncțiunile pn line, obținute prin metoda întinderii sau difuziei).

Tranzistorul cu joncțiune

Trioda semiconductoare sau tranzistorul conține o placă monocristalină de semiconductor în care s-au realizat două joncțiuni pn (de emitor și de colector), iar grosimea regiunii mijlocii (a bazei) este realizată destul de mică (unități de zeci de microni).

În conformitate cu ordinea de succesiune a tipurilor de conductibilitate a acestor regiuni se disting tranzistoarele de tipul pnp și npn.

La conectarea normală, joncțiunea de emitor lasă să treacă un curent de la sursa exterioară în sensul direct, iar la joncțiunea de colector se aplică o tensiune inversă (fig. 10-7). Regiunea emitorului în tranzistorul de tipul pnp se saturează cu impurități acceptoare mai puternic decît

regiunea bazei cu impurităţi donoare. In consecinţă, curentul direct care trece prin joncţiunea emitorului este format, în principal, din goluri injectate din partea emitorului în bază şi, numai în mică măsură, din electronii (i_n), care

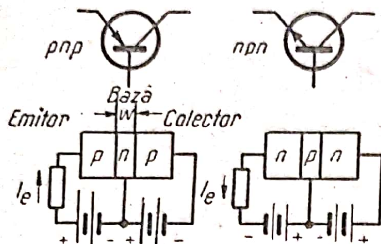


Fig. 10-7. Aplicarea negativărilor de lucru pe tranzistoarele de tipul *pnp* şi *npn*.

trec din bază în emitor (fig. 10-8). Injectarea purtătorilor minoritari în bază este funcţia principală a emitorului. Eficacitatea emitorului este cu atît mai mare, cu cît este mai mare partea curentului de emitor constituită din purtători minoritari (pentru regiunea bazei). Aplicată la tranzistorul examinat, de tipul *pnp*, eficacitatea emitorului γ este determinată de greutatea specifică a componentei de goluri în curentul de emitor:

$$\gamma = \frac{i_{ep}}{i_{ep}+i_{en}} = \frac{i_{ep}}{i_E}.$$

Teoria difuziei dă pentru γ următoarea expresie:

$$\gamma = \frac{1}{1+\frac{\sigma_e w}{\sigma_b L_m}},$$

în care σ_e şi σ_b sînt respectiv rezistenţele specifice ale emitorului şi bazei; w — lăţimea bazei; L_m — lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari (electronilor) în emitor.

Pentru realizarea unei înalte eficacităţi a emitorului el este puternic aliat cu amestecul, pentru a se obţine $\sigma_e \ll \sigma_b$.

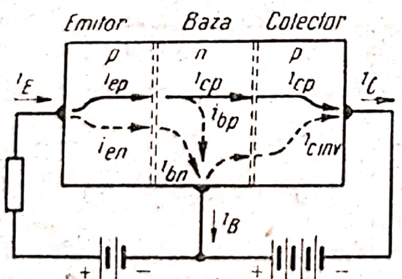


Fig. 10-8. Distribuţia curenţilor în tranzistorul de tipul *pnp*.

Golurile injectate de emitor în bază sînt purtători minoritari şi în exces şi, de aceea, ele intră imediat în două procese: procesul de difuzie, datorită căruia ele caută să se distribuie uniform în întregul volum al bazei, şi procesul de recombinare cu purtătorii majoritari — electronii.

In legătură cu faptul că grosimea bazei w se face mică, în orice caz mai mică decît lungimea de difuzie a golurilor minoritare din bază (L_b), masa principală a golurilor injectate reuşeşte să difuzeze în întreaga grosime a bazei şi, apropiindu-se de joncţiunea de colector, ajunge sub acţiunea cîmpului electric creat de tensiunea inversă aplicată la colector. Acest cîmp provoacă deriva rapidă a golurilor prin joncţiunea de colector *pn* în regiunea colectorului, unde ele devin purtătorii majoritari şi ajung fără piedici la ieşirea colectorului. La locul contactului ohmic al domeniului colectorului cu borna metalică de ieşire aceste goluri sînt compensate de electronii care vin de la sursa exterioară şi creează astfel în circuitul colectorului un curent util, transportat din circuitul emitorului.

Acapararea de către joncţiunea de colector a golurilor care vin aici produce scăderea concentraţiei în domeniul bazei, învecinat colectorului, şi contribuie la menţinerea difuziei dirijate a următoarelor cantităţi de goluri injectate de emitor, prin bază, spre colector.

Pentru a se ţine seama de procentul de goluri pierdute în urma recombinării în domeniul bazei, el foloseşte coeficientul de transport β *):

$$\beta = \frac{i_{cp}}{i_{ep}},$$

unde i_{cp} este componenta de goluri a curentului de colector, creată de golurile transportate prin bază.

Teoria difuziei dă următoarea expresie pentru coeficientul de transport:

$$\beta \approx 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_b}\right)^2,$$

de unde se vede clar necesitatea de a avea grosimi mici ale bazei. Dacă în bază nu ar fi avut loc recombinarea, atunci β ar fi fost egal cu unitatea. In realitate β este ceva mai mic decît unitatea (0,9—0,998).

Golurile recombinate în bază provoacă fluxul corespunzător de electroni prin conductorul legat la regiunea bazei (i_{bp}).

Raportul dintre curentul de goluri i_{cp} transportat de la emitor la colector şi curentul total al emitorului i_E se numeşte coeficientul de amplificare în curent α, în schema cu baza comună. Pentru tranzistorul cu joncţiune

$$\alpha = \frac{i_{cp}}{i_E} = \beta\gamma$$

şi, în regim normal, este totdeauna mai mic decît unitatea, deşi poate atinge valori de ordinul 0,998.

Peste componenta curentului de colector i_{cp}, determinată de transportul golurilor de la emitor, se suprapune curentul invers al joncţiunii de colector $i_{c\,inv}$, deoarece această joncţiune este polarizată în sens invers. Astfel curentul total al colectorului este determinat de relaţia:

$$i_C = \alpha i_E + i_{c\,inv}.$$

In acest caz curentul de bază este egal cu:

$$i_B = i_E - i_C = (1-\alpha)\, i_E - i_{c\,inv}.$$

---

*) Simbolul β se mai foloseşte adesea pentru notarea unei alte caracteristici a tranzistorului — a coeficientului de amplificare în curent în schema cu emitorul comun, pe care, spre a evita confuziile, îl vom nota cu h_{21e} sau h'_{21} (vezi mai jos).

Cînd emitorul este deconectat ($i_E=0$),

$$i_C=-i_B=-i_{c\,inv}.$$

Datorită valorilor mici ale lui $i_{c\,inv}$ (apropiate de unitate) curentul bazei este de obicei mic (de 10—100 ori mai mic decît curentul colectorului), însă, la creşterea temperaturii, creşte brusc concentraţia purtătorilor minoritari echilibraţi, ceea ce duce la creşterea proporţională a curentului invers al colectorului $i_{c\,inv}$. Creşterea temperaturii cu fiecare 10 °C provoacă creşterea, de aproape două ori, a lui $i_{c\,inv}$ şi deci, curentul bazei tranzistoarelor se caracterizează printr-o dependenţă puternică de temperatură.

Proprietăţile de amplificare ale tranzistoarelor sînt legate de acţiunea acceleratoare a cîmpului electric, în joncţiunea de colector, asupra golurilor pe care le cuprinde. Într-adevăr, curentul din circuitul emitorului este creat sub acţiunea unor tensiuni relativ joase, deoarece joncţiunea de emitor este polarizată în sensul direct şi are rezistenţă mică (zeci de ohmi). Tranzistorul transmite acest curent, cu coeficientul α apropiat de unitate, în circuitul colectorului, care trebuie să fie alimentat cu o tensiune mult mai mare, deoarece joncţiunea de colector este polarizată în sens invers.

Rezistenţa de ieşire a tranzistorului este foarte mare (pînă la unităţi de megohmi) şi admite conectarea unor rezistenţe de sarcină mari.

Proprietăţile de temperatură ale tranzistoarelor sînt legate de caracteristicile electrice ale materialelor semiconductoare în funcţie de temperatură.

Deoarece la unele temperaturi înalte semiconductoarele cu impurităţi se transformă în semiconductoare propriu-zise, este posibilă dispariţia joncţiunilor *pn*. Practic, la temperaturi mai joase, în urma creşterii concentraţiei purtătorilor minoritari, lucrul tranzistorului este îngreuiat din cauza creşterii bruşte a curentului invers al colectorului $i_{c\,inv}$.

În sfîrşit, mobilitatea, timpul de viaţă şi coeficientul de difuzie de temperatură, fac ca mulţi dintre parametrii tranzistorului să depindă de temperatură.

Proprietăţile amplificatoare al tranzistorului se înrăutăţesc o dată cu creşterea frecvenţei semnalului, ceea ce, în esenţă, este determinată de un proces mai încet — difuzia purtătorilor minoritari prin bază. Afară de aceasta, din cauza diferenţei de viteză a golurilor care difuzează prin bază, golurile injectate de emitor în bază simultan ating colectorul în momente de timp diferite, ceea ce duce la distorsionarea semnalului. De exemplu, la conectarea curentului emitorului, frontul fluxului de goluri astfel provocat, se destramă în drum spre colector. Această destrămare este cu atît mai mare, cu cît este mai groasă baza. Pentru crearea unor tranzistoare capabile să amplifice, fără distorsiuni pînă la frecvenţe de sute de megaherzi, baza trebuie făcută foarte subţire, de ordinul a 1 μ.

Pentru aprecierea proprietăţilor de frecvenţă ale tranzistoarelor s-a introdus un parametru denumit „frecvenţa limită a amplificării curentului în schema cu baza comună $-f_\alpha$". Aceasta este acea frecvenţă a semnalului pentru care mărimea α pentru componenta alternativă a curentului descreşte pînă la 0,7 din valoarea sa de joasă frecvenţă (1 kHz).

Teoria dă următoarea expresie pentru parametrul f_α al tranzistorului de tipul *pnp*:

$$f_\alpha=\frac{2,43D_p}{2\pi w^2}.$$

unde D_p este coeficientul de difuzie a golurilor în bază.

Afară de aceasta, proprietăţile de frecvenţă ale tranzistorului sînt influenţate de existenţa capacităţii la joncţiunea colectorului, capacitate care şuntează circuitul sarcinii, şi a rezistenţei din regiunea bazei, care creează un fel de rezistenţă a bornei de ieşire a bazei. Cînd tranzistorul se conectează după schema cu baza comună, această rezistenţă, fiind introdusă în traseul comun al circuitului de intrare şi de ieşire, formează un circuit de reacţie interior, deosebit de dăunător la frecvenţele înalte.

Toate cele expuse mai sus, pentru care a servit drept exemplu tranzistorul de tipul *pnp*, sînt în aceeaşi măsură corecte şi pentru tranzistoarele de tipul *npn*, dacă polaritatea surselor de alimentare şi sensul curenţilor se înlocuiesc cu cele opuse şi se înlocuiesc reciproc funcţiile electronilor şi ale golurilor.

Scheme de conectare cu baza comună, cu emitorul comun şi cu colectorul comun

Se disting trei metode de conectare a tranzistorului: cu baza comună (*BC*), cu emitorul comun (*EC*) şi cu colectorul comun (*CC*) — în funcţie de electrodul comun pentru circuitul de intrare şi cel de ieşire (fig. 10-9).

Mecanismul de funcţionare a tranzistorului, descris mai sus, ne permite să ne facem o idee cu privire la comportarea lui în schema cu *BC*.

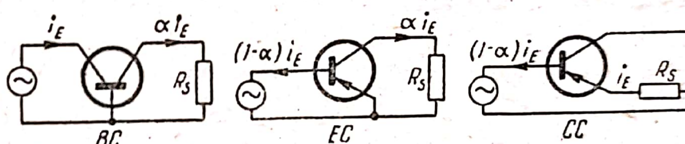


Fig. 10-9. Trei scheme de conectare a tranzistorului. Pentru simplificare, circuitele de alimentare ale tranzistorului nu sînt reprezentate.

Diferenţa mare dintre valoarea rezistenţei de intrare şi cea de ieşire a tranzistorului în schema cu *BC* şi lipsa amplificării în curent ($\alpha<1$) limitează adesea posibilităţile de folosire în practică a acestei scheme de conectare.

Răspîndirea cea mai mare o are schema de conectare a tranzistorului cu *EC*. Deoarece aici curentul de intrare este curentul bazei, care constituie o parte mică din curentul emitorului $(1-\alpha)i_E$, rezistenţa de intrare este de $\frac{1}{1-\alpha}$ ori mai mare decît în schema cu *BC*. Totodată are loc amplificarea în curent, egală cu $\frac{\alpha}{1-\alpha}$. Spre deosebire de schema cu *BC*, în schema cu *EC* tranzistorul schimbă polaritatea semnalului amplificat.

Schema cu *CC* aminteşte, prin proprietăţile sale, repetorul catodic şi, prin analogie, este numită adesea „repetor pe emitor". Deoarece aici întreaga tensiune de ieşire este introdusă în circuitul joncţiunii de emitor cu o polaritate opusă semnalului de intrare, această schemă se caracterizează printr-o puternică reacţie negativă şi nu dă amplificare în tensiune. Însă rezistenţa de intrare maximă a tranzistorului se obţine în schema cu *CC*, iar cea de ieşire — minimă în comparaţie cu schemele precedente şi aceste calităţi sînt uneori foarte valoroase. Amplificarea în curent în schema cu *CC* este maximă şi atinge valoarea $\frac{1}{1-\alpha}$.

Caracteristicile comparative ale schemelor de conectare a tranzistoarelor sînt date în tabela 10-1.

Tabela 10-1

Caracteristicile comparative ale schemelor de conectare cu *BC*, *EC* şi *CC*

Caracteristica schemei	Schema de conectare a triodei		
	cu baza comună	cu emitor comun	cu colector comun
Rezistenţa de intrare	Mică (30—100 Ω)	Mijlocie (400—2000 Ω)	Mare (5—200 kΩ)
Rezistenţa de ieşire	Mare (0,2—1 MΩ)	Mijlocie (25—100 kΩ)	Mică (30—10 000 Ω)
Amplificarea în curent (la scurtcircuitarea ieşirii)	Lipseşte (circa 1)	Aproximativ egală (10—100)	
Amplificarea în tensiune	Aproximativ egală (depinde de sarcină şi poate ajunge pînă la 1000—5000)		Lipseşte (circa 1)
Amplificarea de putere la adaptare	Mijlocie (30 dB)	Mare (40 dB)	Mică (15 dB)
Amplificarea de putere în amplificatoarele cu mai multe etaje cu rezistenţe	Lipseşte	Mare (25 dB pe etaj)	Mică (pînă la 30 dB pentru întregul amplificator)

Valorile numerice medii, indicate în tabelă, corespund amplificatoarelor care lucrează la un nivel mic ai puterii de ieşire (cel mult unităţi de miliwaţi) în punctul de funcţionare (1 mA pentru 5—10 V)

Particularităţile tranzistorului cu contacte punctiforme

Principiul general al funcţionării tranzistorului cu contacte punctiforme, cu toate deosebirile constructive şi tehnologice esenţiale, este analog principiului de lucru, expus mai înainte, al tranzistorului cu joncţiuni. Particularitatea caracteristică a tranzistorului cu contacte punctiforme constă în folosirea efectului de înmulţire a purtătorilor în colector, al cărei mecanism încă nu a fost studiat în întregime. Datorită acestui efect componenta utilă a curentului de colector poate depăşi de 2—3 ori curentul de goluri transportat prin bază de la emitor (creşterea curentului de colector se datoreşte creşterii corespunzătoare a curentului de bază). In această situaţie coeficientul de amplificare în curent, în schema cu baza comună, este mai mare decît unitatea şi este dat de expresia

$$\alpha = \beta\gamma\alpha^*,$$

unde α^* este coeficientul de înmulţire al colectorului.

Cu toate că cu ajutorul acestor tranzistoare se pot realiza diverse scheme originale (multivibratorul cu un tranzistor, amplificatorul bilateral etc.), tranzistoarele cu contact punctiform sînt aproape în întregime înlocuite prin cele cu joncţiuni care oferă avantaje serioase în ce priveşte stabilitatea de funcţionare, proprietăţile legate de perturbaţii, puterile admisibile etc.

S-a reuşit să se creeze tranzistoare cu $\alpha > 1$ şi în varianta construcţiei cu joncţiuni, cu regim special de folosire şi prin introducerea unei joncţiuni *pn* suplimentare.

10-2. VARIANTE TEHNOLOGICE CONSTRUCTIVE ALE TRANZISTOARELOR

Tranzistoare cu contacte punctiforme

Tranzistorul cu contact punctiform este format dintr-o placă de germaniu *n* monocristalin, sudat la o bază de alamă; la suprafaţa exterioară a acestei plăci, la distanţe mici între ele (cîteva zeci de microni), sînt sprijinite vîrfurile a două arcuri (fig. 10-10). Arcul contactului de emitor se confecţionează dintr-un aliaj de cupru cu beriliu, cel al colectorului, din bronz cu fosfor.

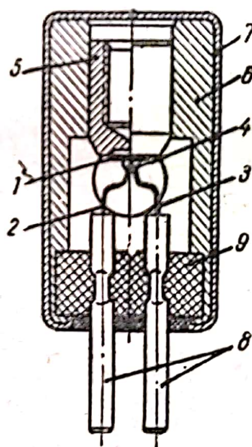


Fig. 10-10. Construcţia tranzistorului cu contacte punctiforme:
1 — placa de germaniu de tipul *n* (baza); *2* — arcul emitorului; *3* — arcul colectorului; *4* — unsoarea de protecţie; *5* — suportul cristalului; *6* — corpul; *7* — învelişul; *8* — bornele de ieşire; *9* — bucşa de izolare.

Formarea joncţiunilor *pn* la locul de contact al arcurilor cu semiconductorul se explică prin apariţia unui strat de suprafaţă subţire cu un tip invers de conductibilitate. Pentru îmbunătăţirea proprietăţilor de redresare ale contactelor punctiforme acestea, în procesul de confecţionare a tranzistorului, sînt supuse unei formări electrice speciale, pe calea trecerii unui curent invers mare.

Pentru a mări rezistenţa mecanică şi pentru a proteja contactele de murdărie ele se acoperă cu o substanţă de ungere specială.

Tranzistoarele cu contacte punctiforme au un coeficient de amplificare în curent $\alpha > 1$ (în medie $\alpha = 2\ldots3$). In acelaşi timp ele se caracterizează printr-o mare varietate a caracteristicilor electrice de la un exemplar la altul, un nivel de zgomot mare, o rezistenţă mecanică redusă. Afară de aceasta, amplificatoarele cu tranzistoare cu contacte punctiforme au tendinţa de autoexcitare, asigură o amplificare mică a puterii semnalului, nu permit să amplifice efectiv frecvenţele de peste 5—10 MHz şi au o putere de ieşire mică. Pe măsura perfecţionării tranzistoarelor cu joncţiuni toate acestea au dus la reducerea producţiei şi folosirii tranzistoarelor cu contacte punctiforme.

Tranzistoare cu joncțiuni

Există cîteva variante de tranzistoare cu joncțiuni care, în mod obișnuit, se clasifică după principiul de lucru și tehnologia de producție. După principiul de lucru, se disting tranzistoarele cu difuzie, la care mișcarea purtătorilor minoritari în domeniul bazei are loc numai datorită difuziei, și tranzistoarele de derivă, la care această mișcare are loc și datorită cîmpului electric. Din tranzistoarele de difuzie fac parte triodele confecționate prin metoda creșterii și metoda sudurii, precum și triodele de barieră de suprafață. Din tranzistoarele de derivă fac parte triodele cu baza din două straturi și triodele cu un conținut neuniform de impurități de-a lungul bazei. Acest din urmă tip de triodă se confecționează prin metoda difuziei impurităților în bază și, de aceea, se numește uneori de difuzie deși, după principiul său de lucru, el este de derivă.

Tranzistoare crescute. Tranzistoarele crescute din topitură, sau așa-numitele tranzistoare „trase", au fost primele tipuri de tranzistoare de difuzie cu joncțiune. Monocristalele de semiconductor se confecționează prin tragerea cristalului crescut pe amorsă din masa topită a substanței respective aflată la o temperatură apropiată de cea de solidificare. Pentru formarea joncțiunilor *pn* în volumul monocristalului tras în masa topită se introduc impuritățile necesare. Adăugînd impuritățile necesare, în anumite momente, sau variind viteza de tragere a monocristalului, se reușește să se obțină domenii cu diferite tipuri de conductibilitate. Monocristalul astfel confecționat se taie apoi în prisme cu secțiunea de 1—2 mm^2, pe a căror lungime sînt plasate trei domenii cu conductibilitate de tipul *n*, *p* și *n*. După șlefuire, sudarea bornelor de ieșire, după curățirea electrolitică și montarea într-un corp corespunzător, ele devin tranzistoare cu joncțiune (fig. 10-11).

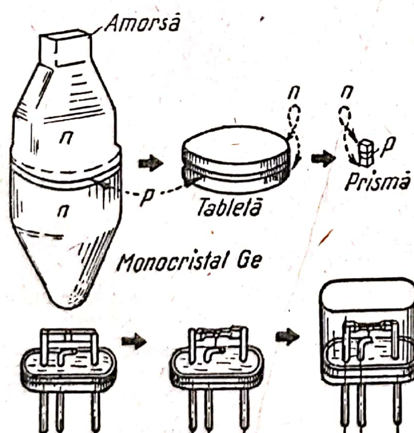


Fig. 10-11. Etapele de confecționare și construcția tranzistorului crescut (tras).

O greutate în confecționarea tranzistorului „tras" este găsirea domeniului de bază subțire și sudarea la acest domeniu a bornei de ieșire a bazei. În cadrul acestei tehnologii, obținerea unei baze mai subțiri de 20 μ este foarte grea ; de aceea, limita de frecvență a tranzistoarelor „trase" se limitează la 5—10 MHz.

Tranzistoare aliate. În prezent răspîndirea cea mai largă o au tranzistoarele de difuzie realizate prin metoda inserării impurităților în placa monocristalină omogenă a semiconductorului (fig. 10-12). Pe placa, de exemplu, din germaniu *n* se așază pe ambele părți, coaxial, suspensii de indiu. Apoi placa se încălzește pînă la temperatura de topire a indiului ; în felul acesta în indiu se topește stratul învecinat de germaniu. La răcire are loc recristalizarea germaniului, dar domeniile saturate cu indiu capătă o conductibilitate cu semn contrar (de tipul *p*).

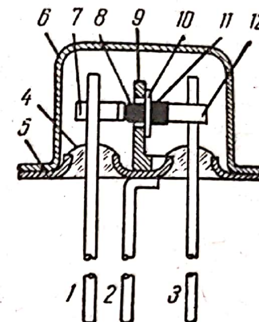


Fig. 10-12. Construcția tranzistorului aliat :
1 — ieșirea emitorului ; 2 — ieșirea bazei ; 3 — ieșirea colectorului ; 4 — izolatoarele de sticlă ; 5 — flanșa de legătură ; 6 — balonul ; 7 — schimbătorul în formă de bandă — „mustața" emitorului ; 8 — suspensia emitorului ; 9 — suportul cristalului ; 10 — placa de germaniu ; 11 — suspensia colectorului ; 12 — schimbătorul în formă de bandă — „mustața" colectorului.

La o astfel de tehnologie baza poate fi realizată cu ușurință, pentru că regiunea bazei se formează în însăși placa de germaniu.

Borna de ieșire a bazei se formează prin sudarea suportului cristalului la o porțiune destul de mare din suprafața plăcii semiconductorului obținîndu-se astfel o bună răcire. Folosind plăci de dimensiuni mari, prin metoda sudurii se pot confecționa cu ușurință tranzistoare pentru puteri mari.

Însă pentru obținerea unor tranzistoare de înaltă frecvență trebuie respectată, cu o mare precizie, geometria joncțiunilor *pn*, ceea ce necesită o prelucrare minuțioasă a reperelor și a regiunilor de sudare. Practic, cu metoda tehnologiei aliajelor se obțin tranzistoare cu frecvențele de lucru pînă la 30 MHz.

Tranzistoare cu barieră de suprafață. În scopul creșterii limitei de frecvență a tranzistoarelor cu joncțiune de difuzie s-a elaborat metoda de confecționare a acestora pe cale electro-chimică. Pentru obținerea unor domenii de bază foarte subțiri și omogene în grosime în plăcile de germaniu se decapează, prin metoda ejecției, niște lăcașuri, iar apoi, prin depunere electrolitică, fundul lăcașului este acoperit cu straturi subțiri superficiale de metal, straturi care servesc drept emitor și colector (fig. 10-13).

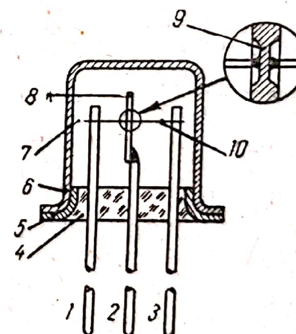


Fig. 10-13. Construcția tranzistorului cu barieră de suprafață :
1 — ieșirea emitorului ; 2 — ieșirea bazei ; 3 — ieșirea colectorului ; 4 — izolatorul de sticlă ; 5 — flanșa de legătură ; 6 — balonul ; 7 — „mustața" emitorului ; 8 — placa de germaniu de tipul *n* ; 9 — stratul metalizat ; 10 — „mustața" colectorului.

Mecanismul de formare a joncțiunilor *pn* se aseamănă la aceste tranzistoare cu cel al tranzistoarelor cu contacte punctiforme. Tranzistoarele cu barieră de suprafață se construiesc pentru frecvențele de pînă la 60—80 MHz.

Defectul lor constă în faptul că puterile admisibile sînt reduse (pînă la 10—15 mW) și rezistența lor electrică este mică. Un impuls întîmplător, de scurtă durată, de curent sau tensiune mare scoate imediat din funcțiune tranzistorul de acest tip.

Tranzistoare cu baza cu două straturi. La tranzistoarele de difuzie, examinate mai înainte, în domeniul bazei lipseşte cîmpul electric şi mişcarea purtătorilor minoritari are loc numai datorită difuziei. Pentru accelerarea mişcării purtătorilor minoritari prin bază, în scopul măririi frecvenţei de lucru limită a tranzistorului, este necesar ca în domeniul bazei să acţioneze un cîmp electric, ceea ce se realizează prin micşorarea concentraţiei impurităţilor în partea dinspre colector a bazei; purtătorii minoritari trec prin bază nu numai datorită difuziei, ci şi datorită acţiunii cîmpului electric accelerator.

In comparaţie cu tranzistorul obişnuit, de exemplu de tipul *pnp*, în tranzistorul descris, în partea bazei, apropiată de emitor se face, de asemenea, de tipul *n*, iar în partea apropiată de colector, prin metode tehnologice speciale se creează conductibilitatea proprie (*i*). In mod corespunzător, aceste tranzistoare se numesc de tipul *pnip* şi *npin*.

Avînd aceleaşi forme geometrice, tranzistoarele cu baza din două straturi au o limită de frecvenţă de 2—3 ori mai mare decît cele de difuzie obişnuite. Afară de aceasta, lărgirea stratului sarcinii de volum a joncţiunii de colector, proprie lor, duce la descreşterea capacităţii colectorului şi a intensităţii cîmpului electric în joncţiunea de colector. Acest din urmă fapt contribuie la creşterea tensiunii inverse admisibile.

Principiul de derivă a purtătorilor minoritari în domeniul bazei se realizează de asemenea la tranzistoarele cu un conţinut neuniform de impurităţi în domeniul bazei (vezi tipul următor).

Tranzistoare cu derivă (dreif) cu un conţinut neuniform de impurităţi în domeniul bazei confecţionate prin metoda difuziei impurităţilor. Tehnologia cu perspectiva cea mai mare, care permite să se creeze joncţiunile *pn* paralele bune, domeniile de bază cele mai subţiri şi să se folosească principiul derivei purtătorilor minoritari în bază este, în prezent, tehnologia prin metoda difuziei.

Pe baza ei au fost create tranzistoare care pot fi folosite pentru amplificarea şi generarea oscilaţiilor cu frecvenţe de sute de megaherzi. Tot ea deschide posibilitatea măririi esenţiale a puterii tranzistoarelor de înaltă frecvenţă.

Tehnologia prin difuzie se bazează pe capacitatea substanţelor gazoase şi a celor lichide de a pătrunde în interiorul corpurilor solide. Acest fenomen este folosit pentru introducerea prin suprafaţa unei plăci monocristaline din semiconductorul iniţial impurităţile necesare pentru crearea joncţiunilor *pn*. Procesele de difuzie au loc la temperaturi înalte.

Această tehnologie se caracterizează printr-un număr mare de variante practice.

10-3. CARACTERISTICILE ELECTRICE ALE TRANZISTOARELOR

Caracteristicile statice

Caracteristicile statice exprimă legătura dintre tensiunile şi curenţii continui care acţionează în circuitele electrozilor tranzistorului. In conformitate cu cele trei scheme de conectare a tranzistorului se disting caracteristicile statice ale tranzistorului în schemele cu baza comună, cu emitorul comun şi cu colectorul comun. Cele mai folosite sînt primele două sisteme de caracteristici statice.

Caracteristicile de intrare ale tranzistorului în schema cu baza comună (fig. 10-14) arată dependenţa curentului de emitor i_E de tensiunea emitorului faţă de bază u_{EB}. Pentru tensiuni u_{CB} diferite pe colector caracteristicile de intrare diferă puţin.

Caracteristicile de intrare ale tranzistorului în schema cu emitorul comun (fig. 10-15) arată dependenţa curentului

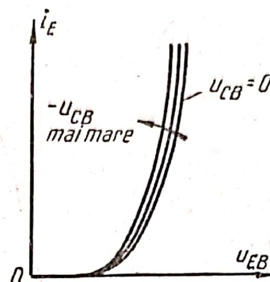


Fig. 10-14. Familia caracteristicilor statice de intrare ale tranzistorului în schema cu baza comună.

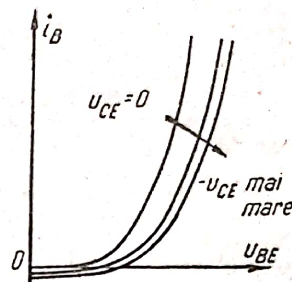


Fig. 10-15. Familia caracteristicilor statice de intrare ale tranzistorului în schema cu emitorul comun.

de bază i_B de tensiunea bazei faţă de emitor u_{BE}. Diferenţa dintre caracteristici, la tensiuni u_{CE} diferite pe colector, este ceva mai mare decît în schema cu baza comună.

Caracteristicile de ieşire sau **de colector** ale tranzistorului în schema cu baza comună arată dependenţa curentului de colector i_C de tensiunea colectorului în raport cu baza u_{CB}. Familiile caracteristicilor de ieşire sînt de două feluri: pentru valori fixe ale curentului emitorului i_E (fig. 10-16) şi pentru valori fixe ale tensiunii u_{EB} pe emitor

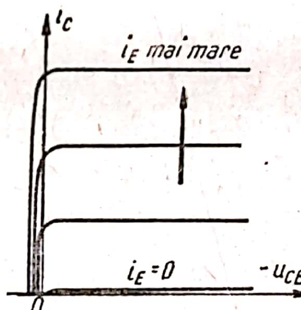


Fig. 10-16. Familia caracteristicilor statice de ieşire ale tranzistorului cu joncţiune în schema cu baza comună, parametrul fiind curentul emitorului.

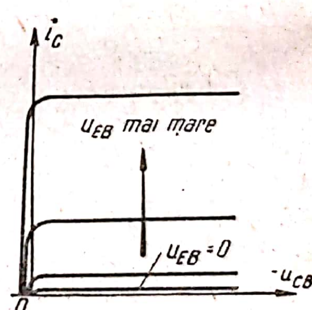


Fig. 10-17. Familia caracteristicilor statice de ieşire ale tranzistorului cu joncţiune în schema cu baza comună, parametrul fiind tensiunea emitorului.

(fig. 10-17). Caracteristica familiei de primul tip, pentru $i_E=0$, reprezintă caracteristica curentului invers al joncţiunii de colector pentru tensiunea inversă aplicată.

Caracteristicile de ieşire ale tranzistorului în schema cu emitorul comun arată dependenţa curentului colectorului i_C de tensiunea colectorului în raport cu emitorul (u_{CE}) pentru valori fixe ale curentului i_B (fig. 10-18) sau ale tensiunii u_{BE} (fig. 10-19).

Caracteristicile de transmitere directă sau de amplificare ale tranzistorului în schema cu baza comună arată dependenţa curentului de colector i_C de curentul de emitor i_E (fig. 10-20), sau a tensiunii emitorului în raport cu baza u_{EB} pentru valori fixe ale tensiunii u_{CB} de pe colector.

Caracteristicile analoge pentru schema cu emitorul comun arată variația curentului de colector i_C în funcție de curentul de bază i_B (fig. 10-21) sau de tensiunea bazei u_{EB} în raport cu emitorul.

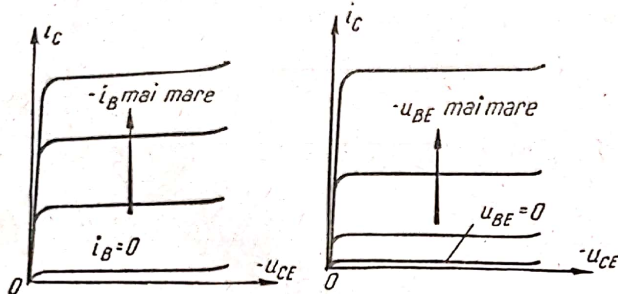


Fig. 10-18. Familia caracteristicilor statice de ieșire ale tranzistorului cu joncțiune în schema cu emitorul comun, parametrul fiind curentul bazei.

Fig. 10-19. Familia caracteristicilor statice de ieșire ale tranzistorului cu joncțiune în schema cu emitorul comun, parametrul fiind tensiunea bazei.

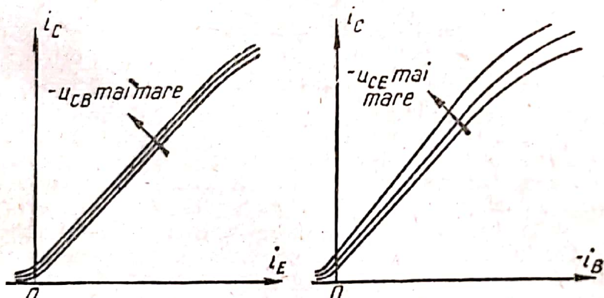


Fig. 10-20. Familia caracteristicilor statice ale amplificării tranzistorului în curent, în schema cu baza comună.

Fig. 10-21. Familia caracteristicilor statice ale amplificării tranzistorului în curent, în schema cu emitorul comun.

Caracteristicile de transmisie inversă sau de reacție ale tranzistorului în schema cu baza comună arată variația tensiunii emitorului în raport cu baza u_{EB} în funcție de tensiunea pe colector u_{CB} pentru valori fixe ale curentului emitorului i_E (figura 10-22).

Caracteristicile analoge pentru schema cu emitorul comun arată variația tensiunii bazei în raport cu emitorul u_{EB} în funcție de tensiunea u_{CE} de pe colector pentru valori fixe ale curentului de bază i_B.

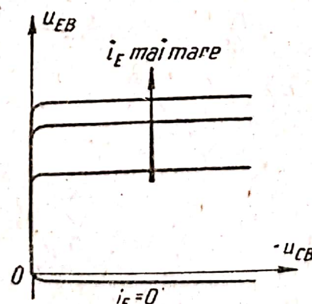


Fig. 10-22. Familia caracteristicilor statice de reacție de tensiune a tranzistorului, în schema cu baza comună.

In fig. 10-14—10-22 sînt reprezentate familiile caracteristicilor statice enumerate ale tranzistoarelor cu joncțiune de tipul *pnp*. Caracteristicile tranzistoarelor cu joncțiune de tipul *npn* sînt analoge, dar polaritățile tuturor tensiunilor și sensurile curenților sînt inverse. Caracteristicile statice ale tranzistoarelor cu contacte punctiforme se deosebesc esențial ca formă de caracteristicile tranzistoarelor cu joncțiune.

Parametrii de semnale mici ai cuadripolului echivalent cu tranzistorul

Dacă tranzistorul este alimentat și este dat un anumit punct de funcționare pe caracteristicile lui, atunci, aplicindu-se peste curenții de alimentare semnale alternative mici, tranzistorul se comportă față de aceste semnale ca un element liniar al circuitului electric. Pe aceasta se bazează aplicarea la tranzistor a metodelor teoriei cuadripolilor liniari, care sînt valabile numai dacă tranzistorul lucrează la niveluri suficient de mici ale semnalelor.

In acest caz tranzistorul se prezintă (fig. 10-23) ca un cuadripol liniar activ cu o parte scurtcircuitată (un conductor comun pentru perechea polilor de ieșire și cea de intrare).

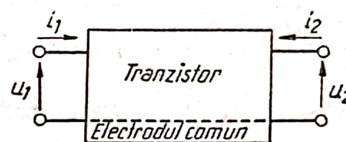


Fig. 10-23. Reprezentarea tranzistorului sub formă de cuadripol.

Tensiunile și curenții semnalelor mici u_1, u_2, i_1, i_2, care acționează în circuitele exterioare ale unui astfel de cuadripol, pot fi legate între ele prin diferite sisteme de ecuații. Cele mai uzitate sînt următoarele trei sisteme:

$$\begin{cases} u_1 = z_{11} i_1 + z_{12} i_2 ; \\ u_2 = z_{21} i_1 + z_{22} i_2 ; \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2 ; \\ i_2 = y_{21} u_1 + y_{22} u_2 ; \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 ; \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 . \end{cases}$$

Coeficienții acestor sisteme de ecuații (z_{ji}, y_{ji}, h_{ji}) reflectă proprietățile cuadripolului respectiv și formează trei sisteme de parametri de semnale mici: parametri-impedanțe (parametri z), parametri-admitanțe (parametri y) și parametri micști sau hibrizi (parametri h), în conformitate cu dimensiunile lor.

La stabilirea sensului acestor parametri este importantă noțiunea despre regimul în gol și de scurtcircuit pentru componentele alternative ale curenților și tensiunilor.

Se numește regim de lucru în gol (l.g.) al tranzistorului, pentru circuitul de intrare sau de ieșire, acel regim de funcționare la care lipsește componenta alternativă a curentului, adică în circuit se menține un curent continuu care nu depinde de variația curenților sau tensiunilor din celelalte circuite. In practică aceasta se realizează prin introducerea în circuitul respectiv a unei rezistențe sau inductanțe mari (lucrul în gol în curent alternativ).

In regimul de lucru în gol al unui circuit oarecare curentul de semnal mic (i_1 sau i_2) este egal cu zero.

In regimul de scurtcircuit (s.c.), dimpotrivă, lipsește componenta alternativă a tensiunii, adică se menține o tensiune constantă între bornele corespunzătoare ale tranzistorului, ceea ce se realizează, de obicei, conectîndu-se o sursă de alimentare cu rezistență interioară mică sau prin blocarea acestor borne cu un condensator cu capacitate suficientă (scurtcircuit pentru curentul alternativ). In acest caz tensiunea semnalului mic pe bornele respective (u_1 sau u_2) este egală cu zero.

Parametrii z_{11}, y_{11} și h_{11} caracterizează impedanța de intrare a tranzistorului pentru un regim sau altul al circuitului de ieșire:

$$z_{11}=\frac{u_1}{i_1} \quad \text{pentru } i_2=0 \text{ (ieșirea în gol);}$$

$$y_{11}=\frac{i_1}{u_1} \quad \text{pentru } u_2=0 \text{ (ieșirea în scurtcircuit);}$$

$$h_{11}=\frac{u_1}{i_1} \quad \text{pentru } u_2=0 \text{ (ieșirea în scurtcircuit).}$$

Parametrii z_{12}, y_{12} și h_{12} caracterizează reacția internă proprie tranzistorului:

$$z_{12}=\frac{u_1}{i_2} \quad \text{pentru } i_1=0 \text{ (intrarea în gol);}$$

$$y_{12}=\frac{i_1}{u_2} \quad \text{pentru } u_1=0 \text{ (intrarea în scurtcircuit);}$$

$$h_{12}=\frac{u_1}{u_2} \quad \text{pentru } i_1=0 \text{ (intrarea în gol).}$$

Parametrii z_{21}, y_{21} și h_{21} caracterizează proprietățile amplificatoare ale tranzistorului:

$$z_{21}=\frac{u_2}{i_1} \quad \text{pentru } i_2=0 \text{ (ieșirea în gol);}$$

$$y_{21}=\frac{i_2}{u_1} \quad \text{pentru } u_2=0 \text{ (ieșirea în scurtcircuit);}$$

$$h_{21}=\frac{i_2}{i_1} \quad \text{pentru } u_2=0 \text{ (ieșirea în scurtcircuit).}$$

In sfîrșit, parametrii z_{22}, y_{22} și h_{22} caracterizează impedanța de ieșire a tranzistorului:

$$z_{22}=\frac{u_2}{i_2} \quad \text{pentru } i_1=0 \text{ (intrarea în gol);}$$

$$y_{22}=\frac{i_2}{u_2} \quad \text{pentru } u_1=0 \text{ (intrarea în scurtcircuit);}$$

$$h_{22}=\frac{i_2}{u_2} \quad \text{pentru } i_1=0 \text{ (intrarea în gol).}$$

Cei patru parametri ai fiecărui sistem determină în întregime proprietățile tranzistorului în regimul respectiv și, la nevoie, poate fi realizată totdeauna trecerea echivalentă de la un sistem de parametri la altul, folosindu-se următoarele relații:

$$z_{11}=\frac{y_{22}}{y_{11}y_{22}-y_{12}y_{21}}=\frac{h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}}{h_{22}};$$

$$z_{12}=-\frac{y_{12}}{y_{11}y_{22}-y_{12}y_{21}}=\frac{h_{12}}{h_{22}};$$

$$z_{21}=-\frac{y_{21}}{y_{11}y_{22}-y_{12}y_{21}}=-\frac{h_{21}}{h_{22}};$$

$$z_{22}=\frac{y_{11}}{y_{11}y_{22}-y_{12}y_{21}}=\frac{1}{h_{22}};$$

$$y_{11}=\frac{z_{22}}{z_{11}z_{22}-z_{12}z_{21}}=\frac{1}{h_{11}};$$

$$y_{12}=-\frac{z_{12}}{z_{11}z_{22}-z_{12}z_{21}}=-\frac{h_{12}}{h_{11}};$$

$$y_{21}=-\frac{z_{21}}{z_{11}z_{22}-z_{12}z_{21}}=\frac{h_{21}}{h_{11}};$$

$$y_{22}=\frac{z_{11}}{z_{11}z_{22}-z_{12}z_{21}}=\frac{h_{11}h_{22}-h_{12}h_{12}}{h_{11}};$$

$$h_{11}=\frac{z_{11}z_{22}-z_{12}z_{21}}{z_{22}}=\frac{1}{y_{11}};$$

$$h_{12}=\frac{z_{12}}{z_{22}}=-\frac{y_{12}}{y_{11}};$$

$$h_{21}=-\frac{z_{12}}{z_{22}}=\frac{y_{21}}{y_{11}};$$

$$h_{22}=\frac{1}{z_{22}}=\frac{y_{11}y_{22}-y_{12}y_{21}}{y_{11}}.$$

Parametrii z, y și h iau valori diferite la variația punctului de funcționare al tranzistorului. Valorile lor, pentru unul și același tranzistor, mai depind și de electrodul care este folosit ca electrod comun. In legătură cu aceasta, se disting, de exemplu, parametrii h pentru schema cu emitorul comun, parametrii h pentru schema cu baza comună etc.

Dacă se cunosc patru parametri ai unui sistem pentru o schemă de conectare a tranzistorului, atunci se pot determina totdeauna parametrii acestui tranzistor într-o altă schemă de conectare.

Formulele aproximative de transformare pentru sistemul de parametri cel mai răspîndit — parametrii h — au următoarea formă:

$$h_{11e}=\frac{h_{11b}}{1+h_{21b}};$$

$$h_{12e}=\frac{h_{11b}h_{22b}}{1+h_{21b}}-h_{12b};$$

$$h_{21e}=-\frac{h_{21b}}{1+h_{21b}};$$

$$h_{22e}=\frac{h_{22b}}{1+h_{21b}};$$

$$h_{11b}=\frac{h_{11e}}{1+h_{21e}};$$

$$h_{12b}=\frac{h_{11e}h_{22e}}{1+h_{21e}}-h_{12e};$$

$$h_{21b}=-\frac{h_{21e}}{1+h_{21e}};$$

$$h_{22b}=\frac{h_{22e}}{1+h_{21e}};$$

$$h_{11c}=\frac{h_{11b}}{1+h_{21b}}=h_{11e};$$

$$h_{12c}=1;$$

$$h_{21c}=\frac{1}{1+h_{21b}}=(h_{21e}+1);$$

$$h_{22c}=\frac{h_{22b}}{1+h_{21b}}=h_{22e}.$$

In aceste formule literele b, e și c de pe lîngă simbolurile parametrilor h arată la ce schemă de conectare a tranzistorului se referă parametrul respectiv (cu baza comună, cu emitorul comun sau cu colectorul comun)[1].

Cînd frecvențele semnalului sînt suficient de joase, atunci toți parametrii cuadripolului se exprimă prin numere reale, iar în locul literelor z și y se folosesc adesea literele r și respectiv g. Pe măsură însă ce frecvențele cresc între tensiunile și curenții care acționează în circuitele tranzistorului, apar defazări și parametrii cuadripolului devin niște mărimi complexe, care depind de frecvența semnalului.

Totodată, fiecare parametru se poate descompune într-o componentă reală (activă) și una imaginară (reactivă), de exemplu:

$$y_{11}=g_{11}+jb_{11};$$

$$z_{11}=r_{11}+jx_{11}.$$

Pentru domeniul frecvențelor înalte cel mai răspîndit este sistemul parametrilor y, care se măsoară mai ușor la frecvențele înalte. Componenta reactivă a fiecărui parametru y este reprezentată, de obicei, sub forma unei conductivități capacitive, de exemplu $b_{11}=\omega C_{11}$, iar fiecare parametru y se scrie sub forma:

$$y_{11}=g_{11}+j\omega C_{11};$$

$$y_{12}=g_{12}+j\omega C_{12} \text{ etc.},$$

unde ω este pulsația.

In domeniul frecvențelor înalte (care, în funcție de tipul tranzistorului, începe de la frecvențele de 1 kHz—1 MHz) atît componenta activă, cît și cea reactivă depind de frecvență.

Relațiile utile dintre parametrii de cuadripol ai tranzistorului sînt:

$$z_{11b}=z_{11e};\quad z_{22e}=z_{22c};\quad z_{11c}=z_{22b};$$

$$y_{11e}=y_{11c};\quad y_{22b}=y_{22e};\quad y_{11b}=y_{22c};$$

$$h_{21b}=-\alpha;\quad y_{11}z_{11}=y_{22}z_{22}.$$

Ultima formulă, în care parametrii sînt dați fără indicii schemei de conectare, este valabilă pentru orice schemă, cu condiția ca toți parametrii care intră în ea să se refere la o aceeași schemă de conectare.

Folosirea parametrilor de cuadripol permite să se calculeze unele scheme cu tranzistoare cu ajutorul unui aparat matematic dezvoltat, folosit în teoria cuadripolilor liniari, fără a se ține seama prea mult de procesele fizice care comandă funcționarea tranzistorului.

Schemele echivalente ale tranzistoarelor

Pentru a înțelege mai bine proprietățile electrice ale tranzistoarelor și pentru calculul schemelor cu tranzistoare, folosindu-se metodele obișnuite, o largă utilizare își găsesc diferitele scheme echivalente. Toate schemele echivalente ale tranzistoarelor pot fi împărțite în două grupuri: schemele de substituție cu cuadripoli, care au un caracter formal, și schemele echivalente „naturale" ale tranzistoarelor, care modelează procesele fizice ce au loc în acestea din urmă.

Elementele structurale ale schemelor de substituție echivalente nu reflectă anumite proprietăți și procese fizice care au loc în tranzistoare. Aceste scheme sînt cele mai simple și conțin de obicei numai patru elemente, dar aceste elemente sînt dependente de frecvență și este necesară cunoașterea valorilor lor la frecvența de lucru a etajului care urmează să fie calculat.

Schemele echivalente „naturale" conțin șase-șapte și mai multe elemente, dar fiecare dintre ele reflectă anumite laturi ale proceselor fizice din tranzistoare, ceea ce permite să se prevadă schimbările logice ale proprietăților tranzistorului în diferite regimuri de lucru. Afară de aceasta, de regulă, valorile elementelor schemelor „naturale" nu depind de frecvență.

Schemele de substituție sînt niște scheme echivalente, construite astfel încît să corespundă ecuațiilor cuadripolului,

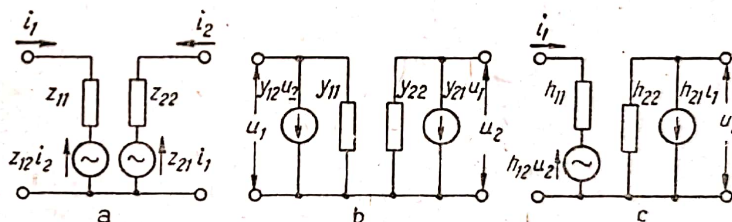


Fig. 10-24. Schemele echivalente ale tranzistorului, care decurg din ecuațiile cuadripolului:
a — pentru parametrii z; b — pentru parametrii y; c — pentru parametrii h.

date mai sus. Aceste scheme se realizează pentru parametrii z, y și h (fig. 10-24). Fiecare dintre ele este formată din cîte două rezistențe sau conductanțe și cîte două generatoare de tensiune sau de curent. Elementele acestor scheme reprezintă sistemele corespunzătoare ale parametrilor cuadripolului. In aceste scheme diferitele metode de conectare a tranzistorului (cu baza comună, cu emitorul comun sau cu colectorul comun) sînt luate în considerație prin variația mărimii elementelor lor, în timp ce aspectul general al schemei și punctele ei, care servesc drept intrare și ieșire, nu suferă nici un fel de schimbări.

O poziție intermediară între schemele de substituție și cele de modelare („naturale") ocupă schema echivalentă în formă de T (sau „r") (fig. 10-25), răspîndită pe scară largă, care s-a obținut pe calea transformării schemei de substituție cu parametrii z la conectarea tranzistorului cu baza comună. Elementele ei au căpătat denumiri speciale și sînt adesea indicate drept parametri ai tranzistorului: rezistența emitorului r_e, rezistența bazei r_b, rezistența colectorului r_c și coeficientul generatorului de curent a, apropiat

[1]) Pe lîngă indicii b, e, c, se folosesc adesea accente; parametrii schemei cu baza comună se scriu fără accente (h_{11}, h_{12}, y_{11} etc.); ai schemei cu emitorul comun — cu un accent (h'_{11}, h'_{12}, y'_{11} etc.), iar ai schemei cu colectorul comun cu un accent dublu (h''_{11}, h''_{12}, y''_{11} etc.).

de α. Aceşti parametri sînt legaţi de parametrii de cuadripol ai tranzistorului, conectat cu baza comună, prin următoarele relaţii :

$$r_e=z_{11}-z_{12}=h_{11}-\frac{h_{12}(1+h_{21})}{h_{22}};$$

$$r_b=z_{12}=\frac{h_{12}}{h_{22}};$$

$$r_c=z_{22}-z_{12}=\frac{1-h_{12}}{h_{22}}\approx z_{22}=\frac{1}{h_{22}};$$

$$a=\frac{z_{21}-z_{12}}{z_{22}-z_{12}}=-\frac{h_{21}+h_{12}}{1-h_{12}}\approx\frac{z_{21}}{z_{22}}=-h_{21}.$$

In aceste relaţii parametrii z şi h se referă la schema cu baza comună.

Varianta schemei echivalente în T cu generatorul de tensiune $r_g i_E$ (fig. 10-25, b) se deosebeşte de schema precedentă numai printr-un singur parametru

$$r_g=ar_c.$$

Schemele echivalente în formă de T (sau „r") se folosesc, în principal, pentru punerea în evidenţă a proprietăţilor tranzistorului la frecvenţele joase, atît timp cît parametrii lui (afară de a) nu sînt dependenţi de frecvenţă. Insă înlocuind rezistenţele active r_e, r_b şi r_c cu impedanţele z_e, z_b şi z_c sau adăugînd în schemă condensatoare, ele sînt folosite uneori pentru calculul etajelor cu tranzistoare pentru frecvenţe mai mari.

La folosirea acestor scheme se consideră că elementele lor nu depind de modul de conectare a tranzistorului, iar pentru a se ţine seama de particularităţile unuia sau altuia dintre modurile concrete de conectare sursa de semnal şi sarcina se conectează la bornele corespunzătoare conectării respective din schemă (de exemplu, în schema cu baza comună sarcina se conectează între colector şi bază, iar în schema cu emitorul comun, între colector şi emitor).

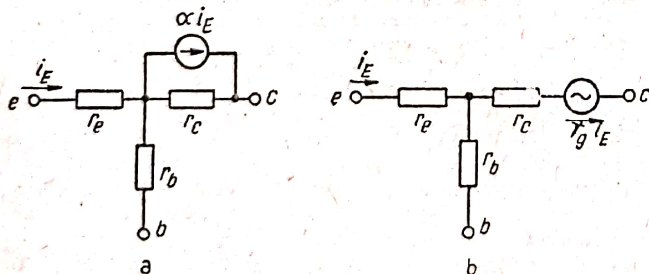


Fig. 10-25. Schemele echivalente de joasă frecvenţă în formă de T:
a – cu generatorul de curent ; b – cu generatorul de tensiune.

Schemele echivalente naturale au aspect diferit pentru tranzistoarele care se deosebesc între ele după principiul de funcţionare, de exemplu pentru tranzistoarele realizate prin sudură şi cele cu derivă (dreif). Afară de aceasta, schema echivalentă naturală a unui tranzistor poate căpăta o înfăţişare mai mult sau mai puţin complicată în funcţie de exactitatea cu care trebuie reflectate proprietăţile lui. Elementele acestor scheme nu depind de modul de conectare a tranzistorului, iar particularităţile uneia sau alteia dintre metodele de conectare sînt luate în consideraţie prin conectarea sursei de semnal şi a sarcinii la acele puncte ale schemei echivalente care corespund metodei de conectare respective.

Cea mai răspîndită este schema echivalentă formată din şapte elemente, care reflectă în mod satisfăcător proprietăţile tranzistoarelor cu joncţiune pînă la frecvenţele de ordinul a $(0,5\ldots0,7)\,f_\alpha$. In fig. 10-26 este reprezentată o variantă a acestei scheme, comodă pentru calculul etajelor cu tranzistoarele conectate după schema cu emitorul comun.

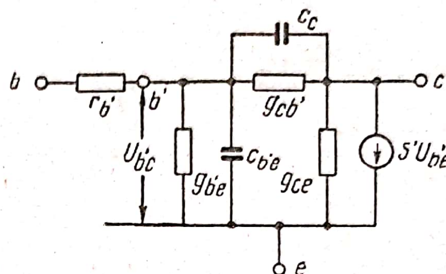


Fig. 10-26. Schema echivalentă mixtă, în formă de π, a tranzistorului cu joncţiuni, care conţine şapte elemente.

Partea schemei echivalente, aşezată în dreapta punctului b', reprezintă schema echivalentă a aşa-numitului „model unidimensional"[1]), al tranzistorului, la care domeniul bazei conţine rezistenţă electrică. Punctul b' este numit bază interioară, spre deosebire de punctul b — borna exterioară a bazei tranzistorului. Intre aceste puncte este conectată rezistenţa $r_{b'}$, care caracterizează rezistenţa de volum ce acţionează între partea activă a domeniului de bază al tranzistorului şi borna de ieşire a bazei. Mărimea $r_{b'}$ depinde de rezistenţa specifică a materialului bazei, de dimensiunile ei geometrice şi de curentul continuu din circuitul bazei.

Valoarea lui $r_{b'}$ nu coincide cu valoarea parametrului r_b al schemei echivalente de joasă frecvenţă în formă de T. Mărimea lui $r_{b'}$ poate fi determinată pe cale experimentală numai prin măsurări efectuate la frecvenţe înalte. De aceea, rezistenţa de volum a bazei $r_{b'}$ este numită adesea rezistenţa de înaltă frecvenţă a bazei, spre deosebire de parametrul de joasă frecvenţă r_b.

Conductanţa $g_{b'e}$ şi capacitatea $C_{b'e}$, conectate în paralel, caracterizează rezistenţa joncţiunii de emitor, condiţionată de curenţii creaţi de purtătorii majoritari şi minoritari care trec prin ea, şi acea reacţie pe care o exercită asupra ei difuzia purtătorilor prin domeniul bazei. Constanta de timp a circuitului $g_{b'e}$—$C_{b'e}$ determină frecvenţa limită pentru curent în schema cu emitorul comun şi este univoc legată de timpul de viaţă efectiv al purtătorilor minoritari τ_{ef}:

$$\frac{C_{b'e}}{g_{b'e}}=\tau_{ef}.$$

Elementele $g_{b'c}$ şi C_c determină reacţia interioară proprie tranzistorului. In fond, capacitatea C_c reprezintă capacitatea joncţiunii de colector. Conductanţa $g_{b'c}$ este

[1]) Se consideră drept unidimensional acel model teoretic al tranzistorului la care procesele de difuzie din bază sînt descrise de ecuaţia care conţine o singură coordonată — distanţa de-a lungul liniei care leagă emitorul de bază.

legată de schimbarea condițiilor de difuzie a purtătorilor minoritari prin bază la variația potențialului colectorului din cauza modulației sarcinii de volum din acea parte a bazei care este apropiată de colector. Același fenomen determină și mărimea impedanței de ieșire a tranzistorului, care, în schema echivalentă respectivă, este reprezentată prin conductanța g_{ce}.

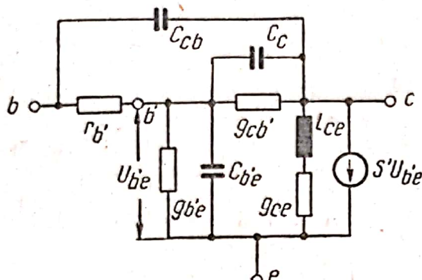


Fig. 10-27. Schema echivalentă în π a tranzistorului cu joncțiuni, care conține nouă elemente.

Proprietățile amplificatoare ale tranzistorului, legate mai ales de deriva purtătorilor minoritari prin joncțiunea de colector, sînt reflectate de generatorul de curent $S'U_{b'e}$, conectat între bornele de ieșire.

Trebuie menționat faptul că procesele de difuzie a purtătorilor, pentru reprezentarea lor exactă, necesită folosirea unor circuite electrice de tipul liniilor lungi cu parametrii distribuiți. Schemele echivalente exacte corespunzătoare sînt prea complicate pentru calculele practice. Schema echivalentă din șapte elemente cu parametrii concentrați reprezentată aici este adesea numită schemă echivalentă mixtă în π; aceasta este o schemă aproximativă și este utilă pentru calculele efectuate pentru frecvențe de pînă la $(0,5 \ldots 0,7) f_\alpha$. Pentru a-i mări precizia în domeniul frecvențelor mai înalte, la ea se mai adaugă două elemente (fig. 10-27): inductanța L_{ce}, care precizează conductibilitatea de ieșire a tranzistorului în conformitate cu procesele de difuzie, și capacitatea C_{cb}, care reprezintă capacitatea parazitară a construcției tranzistorului.

In tabela 10-2 sînt date valorile caracteristice ale parametrilor schemelor echivalente, examinate mai sus, pentru cîteva tipuri de tranzistoare.

Frecvențele limită de lucru ale tranzistorului

Pentru indicarea proprietăților de înaltă frecvență ale tranzistoarelor își găsesc utilizare cîțiva parametri specifici, care se referă la frecvențele limită.

Frecvența limită a amplificării în curent, în schema cu baza comună f_α, despre care s-a vorbit de mai multe ori în expunerea de mai sus, este frecvența pentru care mărimea α descrește pînă la 0,7 din valoarea sa de joasă frecvență α_0. Pentru tranzistoarele cu joncțiune f_α se determină, de obicei, ca $\alpha = 0,7$ (pentru că $\alpha_0 \approx 1$).

Cunoașterea numai a acestei frecvențe nu permite cunoașterea frecvenței la care tranzistorul este capabil să asigure amplificarea în putere a semnalului sau să funcționeze ca generator.

Frecvență maximă de generare f_{max} reprezintă frecvența maximă pe care poate lucra generatorul cu tranzistoare, cu condiția ca mărimea și faza reacției să fie alese de valori optime.

Tabela 10-2

Valorile caracteristice ale parametrilor schemelor echivalente ale cîtorva tipuri de tranzistoare

Parametrul		Tipul tranzistorului		
		П14	П12	П407
Schema cu *BC*	r_{11}, Ω	415	615	1515
	r_{12}, Ω	400	600	1500
	r_{21}, MΩ	1,2	1,75	1,48
	r_{22}, MΩ	1,25	1,8	1,5
	g_{11}, m℧	32	30	30
	g_{12}, μ℧	−10	−10	−30
	g_{21}, m℧	−31	−29	−30
	g_{22}, μ℧	11	10	30
	h_{11}, Ω	31	33	33
	h_{12}	$3,2 \cdot 10^{-4}$	$3,3 \cdot 10^{-4}$	$10 \cdot 10^{-4}$
	h_{21}	−0,96	−0,97	−0,988
	h_{22}, μ℧	0,8	0,56	0,67
Schema cu *EC*	h_{11}, Ω	775	1100	2750
	h_{12}	$3 \cdot 10^{-4}$	$2,8 \cdot 10^{-4}$	$8,3 \cdot 10^{-4}$
	h_{21}	24	32	82
	h_{22}, μ℧	20	18,5	55
Schema în T pentru joasă frecvență	r_e, Ω	15	15	15
	r_b, Ω	400	600	1500
	r_c, MΩ	1,25	1,8	1,5
	a	0,96	0,97	0,988
Schema pentru înaltă frecvență în Π	$r_{b'}$, Ω	40	70	100
	$g_{b'e}$, m℧	1,36	0,97	0,38
	$g_{cb'}$, μ℧	0,41	0,27	0,31
	g_{ce}, μ℧	9,8	9,5	29
	S', mA/V	33	31	31
	$C_{b'e}$, pF	3500	880	250
	C_c, pF	35	15	12
	f_α, MHz	1,4	7	25

Observații: 1. Valorile tuturor parametrilor sînt date pentru tensiunea pe colector de − 5 V și un curent al emitorului de 1 mA.

2. Valorile parametrilor *r*, *g* și *h* se referă la domeniul frecvențelor joase.

La tranzistoarele pentru care este valabilă schema echivalentă mixtă în π, frecvența f_{max} este determinată prin relația

$$f_{max} \approx \sqrt{\frac{f_\alpha}{30 r_{b'} C_c}},$$

în care f_{max} este exprimată în mii de megahertzi; f_α — în megahertzi; $r_{b'}$ — în ohmi; C_c — în picofarazi.

Pentru tranzistoarele cu f_α pînă la 3...5 MHz valoarea lui f_{max} este de 2—3 ori mai mare decît f_α, iar pentru tranzistoarele de frecvenţe mai înalte (f_α=20 MHz şi mai mult) f_{max} are acelaşi ordin de mărime ca şi f_α şi poate fi chiar mai mică decît f_α.

Frecvenţa de generare maximă este în acelaşi timp şi frecvenţa limită pentru amplificarea în putere. La frecvenţa f_{max} coeficientul de amplificare în putere K_p este egal cu unu (fig. 10-28).

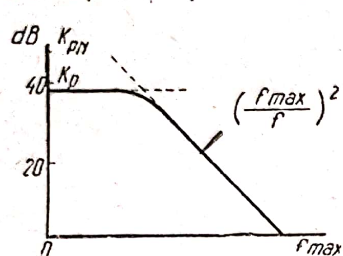


Fig. 10-28. Variaţia coeficientului de amplificare în putere în funcţie de frecvenţă în condiţiile adaptării şi neutralizării reacţiei interne a tranzistorului.

În domeniul frecvenţelor mai înalte $f > 0{,}1 f_{max}$ coeficientul de amplificare în putere al amplificatorului de rezonanţă neutralizat K_{PN} este aproximativ egal cu:

$$K_{PN} = \frac{f_{max}^2}{f^2}.$$

Frecvenţa limită a amplificării în curent în schema cu emitorul comun f_β are acelaşi sens ca şi f_α, însă pentru schema cu *EC*.

Cu aproximaţie

$$f_\beta = \frac{1-\alpha}{1{,}21} \cdot f_\alpha,$$

iar pentru tranzistoarele moderne este de ordinul a zeci-sute de kilohertzi.

Ca şi f_α, această frecvenţă nu determină direct anumite limite de frecvenţă ale folosirii tranzistoarelor, însă ea limitează acel domeniu de frecvenţe în limitele căruia se poate neglija funcţia de frecvenţă a parametrilor tranzistorului la conectarea lui cu emitorul comun.

Începînd cu frecvenţele de ordinul f_β, amplificatorul de rezonanţă cu tranzistorul cu joncţiune, conectat după schema cu emitorul comun, se poate autoexcita şi este necesară neutralizarea.

Coeficientul de zgomot al tranzistorului

Coeficientul de zgomot F_z arată de cîte ori se înrăutăţeşte valoarea raportului semnal/zgomot după amplificarea semnalului de către tranzistor. În acest caz se consideră că generatorul de semnale creează zgomote determinate numai de fluctuaţiile termice din rezistenţa metalică R_g. Sursele reale de semnal creează un nivel de zgomote mai mare, de aceea, în practică, raportul semnal/zgomot se înrăutăţeşte într-o măsură mai mică decît ar fi decurs din calculul bazat pe mărimea F_z a tranzistorului. Mărimea F_z se exprimă de obicei în decibeli.

Parametrii care determină regimul limită admisibil de folosire a tranzistoarelor

Pentru ca tranzistorul să lucreze bine, la exploatarea lui nu pot fi depăşite anumite caracteristici de regim limită admisibile.

T e m p e r a t u r a m a x i m a d m i s i b i l ă p e n t r u j o n c ţ i u n e a d e c o l e c t o r $T_{c\,adm}$ caracterizează acea temperatură maximă a colectorului pentru care este garantată capacitatea de lucru şi buna stare a tranzistorului. Datorită dependenţei de temperatură, majoritatea parametrilor electrici îşi înrăutăţesc valorile la temperatura $T_{c\,adm}$.

Temperatura colectorului T_c depinde de temperatura mediului înconjurător, de puterea disipată în interiorul tranzistorului (în principal pe joncţiunea de colector, deoarece joncţiunea de emitor se află, de obicei, sub tensiuni foarte joase) şi de condiţiile de cedare a temperaturii.

Valoarea $T_{c\,adm}$ depinde, mai ales, de proprietăţile materialelor semiconductoare folosite în tranzistor.

P u t e r e a l i m i t ă a d m i s i b i l ă d i s i p a t ă d e c o l e c t o r $P_{c\,adm}$ caracterizează acea mărime maximă a puterii disipată în timp de colector pentru care este garantată buna stare a tranzistorului. Pentru semnale mici mărimea P_c este dată de produsul dintre tensiunea constantă şi curentul de colector. În regimul semnalelor mari, cînd variaţiile curentului şi tensiunii pe colector sînt comparabile cu valorile medii ale acestora, sau în regimul de impulsuri trebuie calculate valorile instantanee ale puterii şi valoarea medie într-o perioadă a semnalului. Depăşirea mărimii $P_{c\,adm}$ poate provoca supraîncălzirea tranzistorului şi ieşirea lui din funcţiune.

Mărimea $P_{c\,adm}$ depinde de $T_{c\,adm}$ şi de condiţiile de cedare a căldurii, în particular de temperatura mediului înconjurător $T_{înc}$. O dată cu creşterea lui $T_{înc}$ descreşte valoarea $P_{c\,adm}$.

Pentru a face legătura între aceste mărimi se foloseşte formula

$$P_{c.adm} = \frac{T_{c.adm} - T}{R_T},$$

în care R_T este „rezistenţa termică" a tranzistorului (°C/mW sau °C/W); T — temperatura mediului înconjurător sau temperatura învelişului tranzistorului (°C) în funcţie de acea temperatură la care este referită valoarea R_T.

T e n s i u n e a l i m i t ă a d m i s i b i l ă p e c o l e c t o r în schema cu baza comună $U_{c\,adm}$ este determinată de stabilitatea joncţiunii de colector sau de condiţiile de acoperire cu sarcini a întregii grosimi a bazei. Depăşirea lui $U_{c\,adm}$ duce la creşterea bruscă a curentului de colector şi tranzistorul poate ieşi din funcţiune ca rezultat al străpungerii electrice sau termice.

Tensiunea limită admisibilă pe colector $U_{ce\,adm}$ în schema cu emitorul comun se referă şi la posibilitatea creşterii în avalanşă a curentului de colector din cauza trecerii lui prin joncţiunea de emitor în sens direct. Valorile lui $U_{ce\,adm}$ sînt totdeauna mai mici decît cele ale lui $U_{c\,adm}$. Însă la conectarea tranzistorului în schemele care asigură o mare stabilitate a punctului de lucru în curent continuu mărimea $U_{ce\,adm}$ poate ajunge uneori pînă la $U_{c\,adm}$.

T e n s i u n e a i n v e r s ă m a x i m a d m i s i b i l ă p e e m i t o r $U_{e\,adm}$ se calculează în raport cu baza şi are acelaşi sens ca şi mărimea $U_{c\,adm}$ pentru joncţiunea de colector. Cunoaşterea mărimii $U_{c\,adm}$ este necesară la folosirea tranzistorului în unele scheme cu impulsuri, unde, în momentele de închidere a tranzistorului, la joncţiunea de emitor, se aplică tensiuni inverse mari.

C u r e n ţ i i l i m i t ă a d m i s i b i l i a i c o l e c t o r u l u i $I_{c\,adm}$ şi emitorului $I_{e\,adm}$ se stabilesc pentru ca în regimul de exploatare să nu fie depăşite acele densităţi

ale fluxurilor de purtători din conductor pentru care nu este perturbat mecanismul de funcţionare stabilit.

Tensiunile şi curenţii maxim admisibil în regimul de impulsuri de scurtă durată pentru cîteva tipuri de tranzistoare depăşesc valorile limită ale parametrilor corespunzători în regimul de impulsuri de mare durată; acest lucru se indică în mod special în datele informative, împreună cu indicarea intervalelor dintre impulsuri sau a duratei lor, pentru care se admit aceste regimuri forţate.

Nu se permite să se depăşească nici unul dintre parametrii maxim admisibili. Pentru unele tipuri de tranzistoare nu este permisă funcţionarea cînd sînt atinse simultan valorile limită admisibile pentru doi parametri.

10-4. DATE INFORMATIVE CU PRIVIRE LA DISPOZITIVELE SEMICONDUCTOARE

Termorezistenţe pentru controlul temperaturii

Termorezistenţele de tipul MMT, KMT şi TOS sînt destinate pentru dispozitivele care reacţionează la variaţia de temperatură a mediului înconjurător.

Termorezistenţele MMT-1, MMT-4, MMT-6, KMT-1, KMT-4 şi TOS-m sînt destinate, în special, pentru măsurarea temperaturii, dar pot fi folosite pentru multe alte scopuri, ca: măsurarea variaţiei vitezei fluxului de gaze sau lichide, a vidului, a umidităţii relative (pentru aceasta se foloseşte efectul schimbării condiţiilor de cedare a temperaturii). Pe lîngă măsurări, aceste termorezistenţe pot servi pentru reglarea automată a caracteristicilor mediului enumerate mai sus, la înlocuirea dispozitivului de înregistrare prin dispozitivul de execuţie corespunzător.

O caracteristică importantă a acestor termorezistenţe este inerţia cu care ele reacţionează la variaţia de temperatură. Această caracteristică este evaluată cu ajutorul constantei de timp, adică timpul în decursul căruia diferenţa iniţială dintre temperatura termorezistenţei şi temperatura mediului înconjurător se micşorează de e ori (la 63%).

Pentru evitarea erorii legate de autoîncălzirea termorezistenţei datorită curentului care trece prin ea puterea, în regimul de măsurare a temperaturii mediului, nu trebuie să depăşească valorile indicate în tabelă pentru acest caz.

Depăşirea puterii limită admisibile disipate sau a temperaturii de lucru maxime poate provoca variaţia ireversibilă a caracteristicilor şi defectarea termorezistenţei.

Termorezistenţele KMT-10 şi KMT-11 sînt destinate, în special, pentru lucrul în schemele care folosesc efectul de releu (vezi descrierea semnalizatorului de depăşire a temperaturii admisibile în p. 246). La dezvoltarea efectului de releu, termorezistenţele se supraîncălzesc puternic (pînă la 300—400 °C) şi, pentru evitarea distrugerii lor, trebuie să se prevadă scurtcircuitarea automată a termorezistenţei cel mult la 2 s după apariţia regimului de releu. In această situaţie sînt posibile 200 de declanşări fără reglarea suplimentară a schemei.

Afară de controlul temperaturii, cu ajutorul acestor termorezistenţe se poate realiza controlul oricăror caracteristici ale mediului, care influenţează condiţiile de cedare a temperaturii.

Termorezistenţele de tipul MMT-8, MMT-9, KMT-8 şi KMT-12 sînt destinate pentru compensarea variaţiei cu temperatura a rezistenţei electrice a diferitelor circuite, pentru preîntîmpinarea erorii de temperatură a dispozitivelor electrice de măsurat. Termorezistenţele MMT-9 şi KMT-12 se construiesc sub forma unor şaibe care se introduc direct în dispozitivul de compensare termică.

Termorezistenţele MMT-4, MMT-8, KMT-4, KMT-8 şi KMT-10 sînt închise într-un corp ermetic şi pot funcţiona într-un mediu cu umiditate crescută şi în lichide.

Termorezistenţele KMT se deosebesc de MMT printr-o sensibilitate mult mai mare la temperatură (coeficientul de temperatură al rezistenţei, care arată variaţia rezistenţei electrice la creşterea temperaturii cu 1 °C, este de aproape două ori mai mare decît la termorezistenţele MMT).

Datele principale în legătură cu termorezistenţele examinate aici sînt indicate în tabela 10-3.

Termorezistenţe cu încălzire directă pentru stabilizarea tensiunii

Termorezistenţele de tipul TП2/0,5, TП2/2 şi TП6/2 sînt destinate în mod special pentru stabilizarea tensiunii. In afară de stabilizarea tensiunii curentului continuu, ele se folosesc şi în circuitele de curent alternativ pentru frecvenţe pînă la 150 kHz, în particular pentru stabilizarea de inerţie a amplitudinii generatoarelor de tipul *RC*.

Din punct de vedere constructiv, termorezistenţele sînt realizate sub forma unor tuburi de radio cu soclul octal. Corpul de lucru al termorezistenţei se găseşte într-un vid înaintat.

Parametrii principali ai acestor termorezistenţe sînt indicaţi în tabela 10-4.

In limitele unei aceleiaşi tensuni nominale, de la un exemplar de termorezistenţă la altul se observă o diferenţă a valorii tensiunii stabilizate, care este estimată în raport cu limita generală de stabilizare indicată în tabelă.

Efectul stabilizării tensiunii are loc pentru curenţii care circulă prin termorezistenţă şi care nu ies din cadrul limitelor de curent al regimului de lucru indicat.

La variaţia curentului în limitele regimului de lucru tensiunea pe termorezistenţa respectivă nu variază mai mult decît este indicat în coloana „variaţia maximă de tensiune".

Se admite supraîncărcarea de scurtă durată (cel mult 2 s) a termorezistenţelor cu un curent de pînă la 4 mA (TП2/0,5) şi 12 mA (TП2/2 şi TП6/2).

Termorezistenţele cu încălzire indirectă

Termorezistenţele cu încălzire indirectă sînt nişte rezistenţe variabile fără cursor comandate de curentul care trece printr-o înfăşurare de încălzire izolată a termorezistenţei. Ele se folosesc în scopurile telecomenzii şi automaticii, precum şi în unele metode de măsurare a caracteristicilor fizice ale mediilor gazoase şi lichide, bazate pe variaţia condiţiilor de cedare a căldurii.

Variind puterea de încălzire, se poate realiza o variaţie esenţială a aspectului caracteristicii volt-amperice a elementului semiconductor care, în domeniul sarcinilor mari (5—20 mW), poate căpăta proprietăţi diferite: de rezistenţă negativă, stabilizator de tensiune sau rezistenţă neliniară pozitivă.

Termorezistenţele cu încălzire indirectă de tipul TKП-20, TKП-50 şi TKП-300 se confecţionează sub forma unor tuburi de radio cu soclul octal, iar elementele de lucru (elementul semiconductor şi firul de încălzire) se găsesc în vid.

Tabela 10-3

Termorezistențe pentru controlul termic

Tipul	Gama valorilor nominale (la temperatura de 20° C) kΩ	Coeficientul de temperatură al rezistenței % pe 1° C	Constanta de timp în aer s	Gama temperaturilor de lucru °C	Puterea limită admisibilă W	Puterea care nu provoacă o încălzire vizibilă mW	Curentul de lucru nominal mA
Termorezistențe pentru reglarea și măsurarea temperaturii							
MMT-1	1— 200	−2,4...−3,4	85	+120	0,4	2—5	—
MMT-4	1— 200	−2,4...−3,4	115	+120	0,4	2—5	—
MMT-6	10— 100	−2,4...−3,4	35	+120	0,05	0,3	—
KMT-1	20—1000	−4,5...−6	85	+180	0,8	2—5	—
KMT-4	20—1000	−4,5...−6	115	+120	0,9	2—5	—
TOC-m	5,5	−3,7	4,5	+180	0,05	—	2,5
Termorezistențe pentru controlul termic							
KMT-10 KMT-11	100—3000	−4,5...−6	—	+120	0,25	—	—
Termorezistențe pentru compensația termică							
MMT-8	0,001— 1	−2,4...−3,4	—	−40+ 60	—	10	—
MMT-9	0,01— 5	−2,4...−3,4	—	−60+120	—	10	—
KMT-8	0,1—10	−4,2...−5	—	−40+ 60	—	3	—
KMT-12	0,1—10	−4,2...−5	—	−40+120	—	3	—

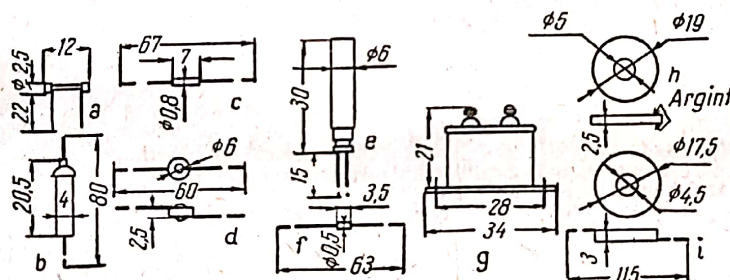


Tabela 10-4

Termorezistențe cu încălzire directă pentru stabilizarea tensiunii

Tipul	Tensiunea nominală V	Curentul de lucru mediu mA	Variația maximă de tensiune V	Limita generală de stabilizare V	Domeniul de lucru în curent mA	Schița de construcție și amplasarea bornelor de ieșire
ТП2/0,5	2	0,5	0,4	1,6—3	0,2—2	68; 33; a; b; 1,5 - Termorezistență; 2,7 - în gol
ТП2/2	2	2	0,4	1,6—3	0,4—6	
ТП6/2	6	2	1,2	4,8—7,8	0,4—6	

Tabela 10-5

Termorezistențe cu încălzire indirectă

Tipul	Rezistența minimă în stare rece kΩ	Curentul de lucru maxim prin firul de încălzire, mA	Puterea maximă de încălzire mW	Rezistența la puterea maximă de încălzire de cel mult, Ω	Constanța pe timp s	Schița de construcție și poziția bornelor de ieșire
ТКП-20	0,5	40	180	20	143	68; 33; 1, 2, 5, 7; 1,5 - Termorezistența; 2,7 - Filamentul de încălzire
ТКП-50	2,5	35	160	50	114	
ТКП-300	10	20	20	300	13,5	

Firele de încălzire ale acestor termorezistențe au o rezistență mică (30—40 Ω) și permit alimentarea atît cu curent continuu, cît și cu curent alternativ. Tensiunea de străpungere dintre elementul semiconductor și firul de încălzire este de 150 V pentru termorezistențele de tipul ТКП-20 și ТКП-50 și de 50 V pentru ТКП-300.

Datele principale ale termorezistențelor cu încălzire indirectă sînt indicate în tabela 10-5.

Celule fotorezistive

Celulele fotorezistive cu semiconductoare de tipul ФС-А și ФС-К sînt elemente foarte sensibile la iluminare destinate pentru lucrul în schemele fotoreleelor și ale fotometrilor. Sensibilitatea celulelor fotorezistive este de mii de ori mai mare decît sensibilitatea fotoelementelor cu vid și, în majoritatea cazurilor, asigură lucrul direct pe releul electromagnetic sau dispozitivul de măsură electrică, fără folosirea amplificatoarelor.

Celulele fotorezistive pot funcționa într-o gamă largă de tensiuni de lucru, începînd de la unități de volți, iar sensibilitatea lor este direct proporțională cu tensiunea aplicată. De aceea, în tabelă este indicată sensibilitatea specifică (pentru un volt de tensiune de lucru) care, în fiecare caz, trebuie înmulțită cu tensiunea de lucru aleasă.

Multiplicitatea de variație a rezistenței arată de cîte ori se micșorează rezistența electrică a celulei fotorezistive atunci cînd se trece de la întuneric la o anumită iluminare (200 lx pentru tipurile ФС-А și 100 lx pentru ФС-К).

Spre deosebire de fotoelementele cu vid, celulele fotorezistive nu cer respectarea unei anumite polarități a tensiunii de alimentare și pot funcționa și în circuitul de curent alternativ.

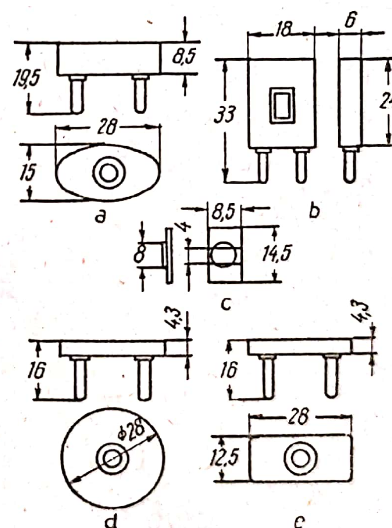
Punctul maxim al caracteristicii spectrale a celulei fotorezistive ФС-К se află în domeniul razelor vizibile: pe unda de 520 mμ (lumina verde) pentru ФС-К2 și de 600 mμ (lumina oranj-roșie) pentru ФС-К1.

Celulele fotorezistive ФС-А1 sînt foarte sensibile la razele infraroșii (maximul caracteristicii lor spectrale se află pe undele de circa 2 μ), de aceea ele sînt deosebit de utile pentru controlul radiațiilor termice. Particularitatea caracteristică a celulelor fotorezistive constă în inerția lor mare, care limitează gama frecvențelor de lucru ale semnalului luminos la unități de kiloherți pentru celulele fotorezistive ФС-А și la zeci de herți pentru ФС-К.

Datele principale pentru celulele fotorezistive sînt indicate în tabela 10-6.

Tabela 10-6

Celule fotoconductive



Tipul	Tensiunea de lucru maximă, V	Sensibilitatea specifică μA/lum·V	Rezistența la întuneric MΩ	Multiplicitatea de variație a rezistenței	Puterea de disipație admisibilă, W	Schița gabaritelor
ФС-А1	15	500	0,01—0,2	1,2	—	a
ФС-А4	15	500	0,01—0,2	1,2	—	b
ФС-К0	300	2500	≥1	35	0,2	c
ФС-К1	400	3000	≥10	140	0,1	d
ФС-К2	300	2500	≥1	35	0,15	e

Diodele semiconductoare punctiforme

Diodele semiconductoare punctiforme îşi găsesc o largă utilizare în diferite scheme radiotehnice, în care este necesară o capacitate de transfer mică: în etajele de detecţie şi circuitele RAA, în detectoarele video şi redresoarele componentei continue, la receptoarele de televiziune, în schemele de calcul, ca modulatoare inelare, limitatoare, convertizoare de frecvenţă, precum şi în schemele redresoarelor de mică putere şi în aparatura de măsură.

Diodele de tipurile Д1, Д2 şi Д9 sînt dispozitive universale cu destinaţie generală.

Diodele de tipul Д10 sînt destinate în special pentru limitatoare pe frecvenţele de 50—100 MHz şi se caracterizează printr-o valoare mare a curentului redresat admisibil.

Diodele de tipul Д11—Д14 asigură curenţi direcţi mari la căderi de tensiune mici.

Toate diodele din seriile Д1, Д2, Д9—Д14 sînt cu germaniu şi pot funcţiona la temperaturi ce nu depăşesc +70 °C. De ele diferă, prin posibilitatea lor de a funcţiona la temperaturi înalte (de pînă la 150 °C), diodele cu siliciu de tipul Д101—Д106. Afară de aceasta, aceste diode au capacitatea de transfer minimă şi pot fi folosite pentru frecvenţe de pînă la 600 MHz.

Defectele diodelor cu siliciu constau în căderea de tensiune, mai mare decît la diodele cu germaniu, la trecerea curentului în sens direct.

Datele principale ale diodelor cu contacte punctiforme sînt date în tabela 10-7.

Diode plane şi coloane redresoare

Diodele semiconductoare plane sînt destinate pentru redresarea curentului alternativ.

Diodele cu germaniu de tipul ДГ-Ц21—ДГ-Ц27 şi diodele Д7А—Д7Ж, analoge prin caracteristicile lor electrice, se folosesc în: redresoare pentru alimentarea aparaturii radio de diferite feluri (care se alimentează de la reţeaua de curent alternativ şi de la convertizoarele de curent continuu), dispozitive care folosesc multiplicarea frecvenţei (pînă la 50 kHz), precum şi în diferite dispozitive cu impulsuri, convertizoare şi de modulaţie, care lucrează pe frecvenţele corespunzătoare.

Impulsul maxim de curent prin aceste diode (în decurs de cel mult 0,1 s) poate atinge 25 A.

Pentru redresarea tensiunilor deosebit de înalte se folosesc coloanele de redresare de tipul Д1001—Д1003, care sînt formate din diode cu germaniu, special alese. Stîlpii, a căror marcă se notează cu litera A, conţin cîte două ramuri egale, izolate între ele. In tabela pentru aceşti stîlpi sînt indicate datele pentru o ramură.

Diodele de tipul Д202—Д205 sînt nişte dispozitive cu siliciu, care pot lucra la temperaturi ridicate. Cînd ele se fixează pe un şasiu termoizolant, atunci curentul redresat poate creşte pînă la 0,4 A.

Diodele de tipul Д302—Д305 sînt nişte dispozitive de redresare cu germaniu puternice. Cu ajutorul lor, folosindu-se schema redresorului în punte, poate fi alimentată aparatura radio şi instalaţiile electrice cu o putere de pînă la 0,5—1 kW.

Diodele de tipul Д302 se pot folosi fără şasiuri termoizolante. Diametrul termoizolatorului este de 60, 80 şi 150 mm respectiv pentru diodele Д303, Д304 şi Д305.

Datele principale pentru diodele plane sînt indicate în tabela 10-8.

Diode stabilizatoare cu siliciu

Diodele cu siliciu de tipul Д808—Д813 se folosesc, în special, în scopul stabilizării tensiunii. Afară de conectarea lor după scheme analoge schemelor stabilizatoarelor cu gaz, diodele stabilizatoare îşi găsesc o largă folosire în stabilizatoarele de tensiune pentru obţinerea tensiunii de prag.

Datele principale ale diodelor stabilizatoare cu siliciu sînt indicate în tabela 10-9.

Rezistenţa dinamică r_d caracterizează variaţia tensiunii pe dioda stabilizatoare la variaţia curentului care trece prin ea:

$$\Delta U_{st} = r_d \Delta_{st}.$$

Valoarea r_d a diodelor stabilizatoare cu siliciu este de 5—10 ori mai mică decît a stabilizatoarelor cu gaze.

Rezistenţa termică R_t a construcţiei diodelor stabilizatoare Д808—Д813 este egală cu 0,36 °C/mW. Cu ajutorul acestei mărimi se poate calcula puterea admisibilă de disipaţie pentru temperaturile $T \geqslant 50$ °C:

$$P_{adm} = \frac{125\,°\mathrm{C} - T}{R_t}.$$

Tranzistoare cu contacte punctiforme

Triodele cu germaniu cu contacte punctiforme sînt tipuri de tranzistoare învechite. Insă cu ajutorul lor se realizează unele scheme originale, de exemplu multivibratorul cu un singur tranzistor. Afară de aceasta, tranzistoarele cu contacte punctiforme se folosesc uneori în schemele heterodinelor pentru undele lungi şi medii.

Gama temperaturilor de lucru ale tranzistoarelor C1 şi C2 este de la —50 pînă la +40 °C, iar ale tranzistoarelor C3 şi C4 de la —50 pînă la +50 °C.

Datele principale pentru tranzistoarele cu contacte punctiforme sînt indicate în tabela 10-10.

Tranzistoare plane de mică putere cu destinaţie generală

Tranzistoarele plane de mică putere sînt dispozitivele cele mai utilizate.

Afară de folosirea lor în etajele preamplificatoare şi cele finale de mică putere ale amplificatoarelor de joasă frecvenţă, aceste tranzistoare îşi găsesc o largă utilizare în aparatura radiotehnică cea mai variată, în dispozitivele de automatică şi de telemecanică, în aparatele de măsurat, în sistemele de alimentare şi dispozitivele de calcul, dacă puterea redusă şi limita de frecvenţă nu împiedică folosirea lor.

Tranzistoarele de tipul П5—П11 şi П13—П15 sînt tranzistoare aliate cu germaniu, seria П8—П11 cuprinzînd tranzistoare de tipul *npn*, iar toate celelalte de tipul *pnp*.

Tranzistoarele de tipul П5 sînt destinate pentru aparatele auditive şi au dimensiunile cele mai mici.

Seria de tranzistoare П13—П15 a apărut ca rezultat al perfecţionării tranzistoarelor П6 şi este destinată de a le înlocui pe acestea din urmă.

Tranzistorul de tipul П7 este destinat pentru lucrul în etajul final al aparatului acustic şi are aceeaşi construcţie ca şi П5.

Tabela 10-7

Diode semiconductoare punctiforme

Tipul	Curentul direct, mA, la tensiunea de +1 V	Curentul redresat admisibil mA	Tensiunea inversă V pentru care curentul V nu depășește 0,25 mA	Tensiunea inversă admisibilă V	Curentul invers maxim A la tensiunea de −10 V	Capacitatea de transfer maximă pF	Frecvența de lucru maximă MHz	Temperatura de lucru maximă °C	Schițele de gabarit
Д1А	≥2,5	16	10	20	—	2	150	+70	
Д1Б	≥1	16	25	30	—				
Д1В	≥7,5	25	25	30	—				
Д1Г	5−7,5	16	50	50	—				
Д1Д	2,5−7,5	16	75	75	—				
Д1Е	1−5	12	100	100	—				
Д1Ж	≥5	12	100	100	—				
Д2А	≥50	50	7	10	—	2	150	+70	
Д2Б	≥ 5	16	10[1]	30	—				
Д2В	≥10	25	30	40	—				
Д2Г	2− 5	16	50	75	—				
Д2Д	5−10	16	50	75	—				
Д2Е	2−10	16	100	100	—				
Д2Ж	2−10	8	150	150	—				
Д2И	2− 5	16	100	100	—				
Д9А	10−90	25	10	10	—	2	40	+70	Д1, Д9, Д104-−Д106; φ3,5; 10; 60; a
Д9Б	≥90	40	10	10	—				
Д9В	10−30	20	30	30	—				
Д9Г	30−60	30	30	30	—				
Д9Д	60−90	30	30	30	—				
Д9Е	30−60	20	50	50	—				
Д9Ж	≥10	15	100	100	—				
Д10	3[2]	50	—	10	100	1	100	—	Д2, Д10, Д11−Д14, Д101-−Д103; 5; 16; 80; b
Д10А	5[2]	50	—	10	200				
Д10Б	8[2]	50	—	10	200				
Д11	100	20	30	30	100	1	150	—	
Д12	100	20	50	50	70				
Д12А	100	20	50	50	50				
Д13	100	20	75	75	50				
Д14	30	20	100	100	70				
Д14А	100	20	100	100	70				
Д101, Д104	≥2[3]	50	—	100	30[4]	0,5	600	+150	
Д101А, Д104А	≥1	75	—	100					
Д102, Д105	≥2[3]	50	—	75					
Д102А, Д105А	≥1	75	—	75					
Д103, Д106	≥2[3]	50	—	30					
Д103А, Д106А	≥1	75	—	30					

[1] Tensiunea inversă, pentru care curentul invers nu depășește 0,1 mA.
[2] Curentul redresat minim pentru tensiunea de 1,5 V_{ef} și rezistență de sarcină de 2−5 Ω pe frecvența de 70 MHz.
[3] Curentul direct pentru tensiunea de +2 V.
[4] Curentul invers pentru tensiunea maximă admisibilă

Tabela 10-8

Diodele plane şi coloanele redresoare

Tipul	Curentul redresat A	Amplitudinea maximă a tensiunii inverse V	Căderea maximă de tensiune la curentul redresat nominal, V	Curentul invers maxim la amplitudinea maximă a tensiunii inverse, mA	Temperatura de lucru maximă °C	Frecvenţa de lucru maximă kHz	Schiţele de gabarite
ДГ-Ц21 Д7А	0,3	50	0,5	1	+70	50	ДГ-Ц; Д7
ДГ-Ц22 Д7Б	0,3	100	0,5	1			
ДГ-Ц23 Д7В	0,3	150	0,5	1			
ДГ-Ц24 Д7Г	0,3	200	0,5	1			
ДГ-Ц25 Д7Д	0,1	300	0,3	1			
ДГ-Ц26 Д7Е	0,1	350	0,3	1			
ДГ-Ц27 Д7Ж	0,1	400	0,3	1			Д202–Д205
Д202	0,1	100	1,5	0,5	+125	50	
Д203	0,1	200	1,5	0,5			
Д204	0,1	300	1,5	0,5			
Д205	0,1	400	1,5	0,5			Д302–Д305
Д302	1	200	0,25	1	+70	—	
Д303	3	150	0,3	1			
Д304	5	100	0,3	3			
Д305	10	50	0,35	3			Д1001, Д1003
Д1001	0,1	2000	6,5	0,15	+80	20	
Д1001А	0,1	1000	3,5	0,15			
Д1002	0,3	2000	7,5	0,3			
Д1002А	0,3	1000	4	0,3			
Д1003А	0,3	500	2	0,3			Д1002–110x30x15 mm

Observaţie: Diodele de tipul Д7Д, Д7Е, Д7Ж se pot folosi pentru redresarea curentului de pînă la 0,3 A, iar căderea de tensiune maximă creşte pînă la 0,5 V.

Tranzistoarele П8—П11 (de tipul *npn*), în combinaţie cu tranzistoarele de tipul *pnp*, permit să se realizeze o serie de scheme specifice: etajul în doi timpi fără transformatoare, stabilizatoare de tensiune, amplificatoare de curent continuu etc.

Tranzistoarele П101—П103 — sînt cu siliciu, de tipul *npn* şi permit funcţionarea la temperaturi mai ridicate (de pînă la 120 °C).

În cadrul tuturor seriilor de tranzistoare există tipuri speciale cu valori mai scăzute ale coeficientului de zgomot (П5Д, П6Д, П9А, П13Б, П101А), destinate pentru a fi folosite în etajele de intrare ale amplificatoarelor cu zgomote reduse. La reducerea zgomotului contribuie un regim corespunzător de alimentare a acestor etaje (U_C=1 ... 1,5 V; I_E=0,2 ... 0,5 mA).

Datele principale pentru tranzistoarele de mică putere sînt indicate în tabela 10-11.

Tranzistoare cu joncţiuni de înaltă frecvenţă

Pentru amplificatoarele de frecvenţă înaltă şi intermediară, pentru heterodine, amplificatoare video şi scheme rapide de impulsuri şi comutaţie sînt destinate serii speciale de tranzistoare: tranzistoarele cu derivă (dreif) cu germaniu П401—П403, tranzistoarele cu barieră superficială cu germaniu П404—П405 şi tranzistoarele cu germaniu aliate П12, П406, П407. Toate acestea sînt de tipul *pnp*.

Tabela 10-9

Diode stabilitroane cu siliciu

Tipul	Tensiunea de stabilizare V	Curentul de stabilizare nominal mA	Curentul de stabilizare maxim mA	Rezistența dinamică, r_d, Ω, la curentul		Valorile limită	Schița de gabarit
				1 mA	5 mA		
Д808	7—8,5	5	33	12	6	Puterea disipată 280 mW la temperaturi de pînă la +50 °C. Temperaturile de lucru de la —50 pînă la 125 °C	
Д809	8—9,5	5	29	18	10		
Д810	9—10,5	5	26	25	12		
Д811	10—12	5	23	30	15		
Д813	11,5—14	5	20	35	18		

Tabela 10-10

Tranzistoare cu contacte punctiforme cu germaniu

Notația tranzistorului	Destinația	Regimul de măsurare		Parametrii (în schema cu baza comună)						Valorile de vîrf maxim admisibile				Schița de gabarit și schema de așezare a bornelor de ieșire
		Curentul emitorului mA	Tensiunea colectorului[3], V	Rezistența de intrare r_{11} de cel mult, Ω	Rezistența de transfer r_{12} de cel mult, Ω	Rezistența de ieșire r_{22} de cel puțin, Ω	Coeficientul de amplificare în curent α de cel puțin	Coeficientul de amplificare în puterea de care se dispune[1], dB	Coeficientul de amplificare în tensiune de cel puțin	Curentul emitorului mA	Curentul colectorului V	Tensiunea colectorului, V	Puterea disipată de colector, mW	
C1A C3A	Amplificarea semnalelor electrice pînă la 500 kHz	0,3	—20	750	200	7	1,2	15—19	—	10	10	—40	100	
C1Б C3Б	Amplificarea semnalelor electrice pînă la 500 kHz	0,3	—20	750	200	7	1,5	18—22	50	10	6	—40	50	
C1B C3B	Amplificarea semnalelor electrice pînă la 1,5 MHz	0,3	—20	750	200	7	1,5	15—19	—	10	10	—40	100	
C1Г C3Г	Amplificarea semnalelor electrice pînă la 1,5 MHz	0,3	—20	750	200	7	1,5	18—22	50	10	6	—40	50	
C1Д C3Д	Amplificarea semnalelor electrice pînă la 5 MHz	0,3	—20	750	200	7	1,5	15—22	30	10	6	—40	50	
C1E C3E	Amplificarea semnalelor electrice pînă la 10 MHz	0,3	—20	750	200	7	1,5	⩾15	30	10	6	—40	50	
C2A C4A	Generarea oscilațiilor pînă la 500 kHz	0,3	—10	1500	1000	7	1,6	—	—	10	10	—30	100	
C2Б C4Б	Generarea oscilațiilor pînă la 1,5 MHz	0,3	—10	1500	700	7	1,6	—	—	10	6	—20	50	
C2B C4B	Generarea oscilațiilor pînă la 5 MHz	0,3	—10	1500	1000	7	1,6	—	—	10	6	—20	50	
C2Г C4Г	Generarea oscilațiilor pînă la 10 MHz	0,3	—10	1500	1000	7		—	—	10	6	—20	50	

[1]) Valorile indicate corespund unei rezistențe interne a sursei de semnal de 500 Ω și rezistenței de sarcină de 10 kΩ.
[2]) Puterea este indicată pentru o temperatură înconjurătoare care nu depășește +40 °C.
[3]) Tensiunea se măsoară în raport cu baza.

Tabela 10-11

Tranzistoare plane de mică putere cu destinație generală

Tipul	Clasa	Regimul de măsurare: Tensiunea colectorului, V	Regimul de măsurare: Curentul emitorului, mA	Curentul invers al colectorului $I_{c\,inv}$ de cel mult, μA	Parametrii în schema cu baza comună la frecvențe joase: Frecvența limită pentru amplificarea în curent f_α nu este mai joasă decît, MHz	Rezistența de intrare h_{11} de cel mult, Ω	Coeficientul de reacție h_{12} de cel mult	Coeficientul de amplificare în curent $\alpha = -h_{21}$	Admitanța de ieșire h_{22} de cel mult, μΩ	Capacitatea colectorului C_c de cel mult, pF	Rezistența bazei la frecvențe înalte $r_{b'}$, de cel mult, Ω	Factorul de zgomot[2] F_z nu depășește, dB	Valorile limită ale puterii disipate de colector, mW, tensiunii de colector, V, curentului de colector, mA, și gama temperaturilor de lucru, °C	Schițele de gabarite și amplasarea borneior de ieșire
П5А	Ge p-n-p	−2	1	30[1]	0,3	40	$5\cdot10^{-3}$	⩾0,93	3,3	—	—	—	25 mW; 10 V; 30 mA; −60 . . . +50 °C	
П5Б		−2	1	15[1]	0,3	40	$5\cdot10^{-3}$	0,95—0,975	2,6	—	—	—		
П5В		−2	1	15[1]	0,3	40	$5\cdot10^{-3}$	0,97—0,995	2,6	—	—	—		
П5Г		−2	1	15[1]	0,3	40	$5\cdot10^{-3}$	0,97—0,995	2,6	—	—	18		
П5Д		−2	1	10[1]	0,3	40	$5\cdot10^{-3}$	0,95—0,975	2,6	—	—	10		
П6А	Ge p-n-p	−5	1	30	0,1	—	$5\cdot10^{-3}$	⩾0,9	3,3	50	—	33	150 mW; −30 V; 30 mA (în regimul de comutare 100 mA); −60 . . . +100 °C (temperatura colectorului); rezistența termică 0,5 °C/mW	
П6Б		−5	1	15	0,465	—	$6\cdot10^{-4}$	⩾0,9	2	50	—	33		
П6В		−5	1	15	0,465	—	$6\cdot10^{-4}$	⩾0,94	2	50	—	33		
П6Г		−5	1	15	1,0	—	$6\cdot10^{-4}$	⩾0,97	3,3	50	—	33		
П6Д		−5	1	15	0,465	—	$6\cdot10^{-4}$	⩾0,9	2	50	—	12		
П7	Ge p-n-p	−2	1	30[1]	—	30	—	0,97—0,995	—	—	—	—	45 mW; −13 V; 45 mA	
П8	Ge n-p-n	+5	1	30	0,1	—	$5\cdot10^{-3}$	⩾0,9	3,3	65	—	—	150 mW; 20 V; 30 mA (în regimul de comutare 100 mA); −60 . . . +100 °C (temperatura colectorului); rezistența termică 0,5 °C/mW	
П9		+5	1	15	0,465	—	$6\cdot10^{-4}$	0,9—0,94	2	60	—	33		
П9А		+5	1	15	0,465	—	$6\cdot10^{-4}$	⩾0,94	2	60	—	12		
П10		+5	1	15	1,0	—	$6\cdot10^{-4}$	⩾0,94	2	60	—	33		
П11		+5	1	15	1,6	—	$6\cdot10^{-4}$	⩾0,94	2	60	—	33		
П13	Ge p-n-p	−5	1	15	0,465	—	$5\cdot10^{-3}$	⩾0,92	3,3	50	—	33	150 mW; −15 V; 10 mA (în regimul de comutare −30 V și 50 mA); −60 . . . +100 °C (temperatura colectorului); rezistența termică 0,5 °C/mW	
П13А		−5	1	15	0,465	—	$6\cdot10^{-4}$	⩾0,97	2	50	—	33		
П13Б		−5	1	10	0,465	—	$6\cdot10^{-4}$	⩾0,92	2	50	—	12		
П14		−5	1	15	1,0	—	—	⩾0,95	3,3	50	150	33		
П15		−5	1	15	2,0	—	—	⩾0,95	3,3	50	150	33		
П101	Si n-p-n	+5	1	50[3]	0,2	—	—	⩾0,9	3,3	—	—	—	150 mW; 10 V (pentru П101+20 V); 20 mA; −60 . . . +120 °C	
П101А		+5	1	50[3]	0,2	—	—	⩾0,9	3.3	—	—	18		
П102		+5	1	50[3]	0,465	—	—	⩾0,93	2	—	—	—		
П103		+5	1	50[3]	1,0	—	—	⩾0,9	3,3			—		

[1]) La o tensiune a colectorului de −5 V.
[2]) În schema cu emitorul comun la frecvența de 1000 Hz, la tensiunea colectorului de 1 V și curentul emitorului de 0,2 mA – pentru tranzistoarele П5 și П101A, iar pentru celelalte tipuri, la tensiunea colectorului de 1,5 V și curentul emitorului de 0,5 mA.
[3]) La temperatura de +120 °C.

Tranzistoarele П401—П403 de tipul cu derivă (dreif) își găsesc aplicație în etajele de înaltă frecvență, heterodinele și convertizoarele de frecvență ale receptoarelor de radiodifuziune, în amplificatoarele video și amplificatoarele de bandă largă pentru frecvențele intermediare, precum și în schemele de comutație cu impulsuri, deși aici imposibilitatea de a lucra la tensiuni inverse mari (peste 1—1,5 V) pe joncțiunea de emitor complică uneori folosirea lor.

Tranzistoarele cu barieră superficială П404—П405 prezintă un interes deosebit pentru schemele de comutare cu legătură directă. Particularitatea acestor dispozitive constă în puterea foarte mică și rezistența electrică scăzută.

Tranzistoarele aliate de tipul П12, П406 și П407 sînt utile etajelor de amplificare a frecvenței intermediare pentru receptoarele de radiodifuziune, pentru heterodine și convertizoarele de frecvență. Afară de aceasta tranzistoarele П12, П406 și П407 pot fi folosite în schemele de comutație cu impulsuri, pentru durata impulsurilor de pînă la 1 μs.

Joncțiunea lor de emitor permite aplicarea tensiunilor inverse de același ordin de mărime ca și cea de colector.

Datele principale pentru tranzistoarele cu joncțiuni de înaltă frecvență sînt indicate în tabela 10-12.

Tabela 10-12

Tranzistoare cu joncțiune de înaltă frecvență

Tipul	Clasa	Regimul de măsurare		Curentul invers al colectorului $I_{c\,inv}$ de cel mult, μA	Parametrii în schema cu baza comună			Frecvența maximă de generare nu este sub, MHz	Capacitatea colectorului C_c nu depășește, pF	Rezistența bazei la frecvența înaltă, $r_{b'}$, nu depășește, Ω	Produsul $r_{b'}C_c$ nu depășește Ω·pF	Valorile limită pentru puterea disipată de colector, mW, tensiunea colectorului, V, curentul colectorului, mA, și temperatura colectorului, °C	Schemele de gabarite și amplasarea bornelor de ieșire
		Tensiunea colectorului, V	Curentul emitorului mA		Frecvența de limită a amplificării în curent f_α nu coboară sub MHz	Coeficientul de amplificare în curent $\alpha=-h_{21}$	Admitanța de ieșire h_{22} nu depășește, μ℧						
П401	p-n-p cu derivă Ge	−5	4	10	—	⩾0,94	5	30	15	—	3500	100 mW; −20 V; 10 mA; −60...+85°C	П401-П403
П402		−5	4	5	—	⩾0,94	5	60	10	—	1000		
П403		−5	4	5	—	0,94—0,97	5	120	10	—	500		
П403A		−5	4	5	—	⩾0,97	5	120	10	—	500		
П404	p-n-p cu barieră superficială Ge	−3	0,5	5	10	⩾0,93	6,7	20	5	—	1700	10 mW; −5 V; 5mA; −60...+85 °C	П404, П405
П404A		−3	0,5	2	10	⩾0,93	6,7	20	5	—	1700		
П405		−3	0,5	5	20	⩾0,95	6,7	30	5	—	1500		
П405A		−3	0,5	2	20	⩾0,95	6,7	30	5	—	1500		
П12	aliate Ge	−6	1	6	5	⩾0,95	2	—	20	150	—	30 mW; −6 V; 5mA; −60...+85 °C	П12, П406, П407
П406		−6	1	6	10	⩾0,95	2	—	20	150	—		
П407		−6	1	6	20	⩾0,95	2	—	20	150	—		

Tranzistoare de putere cu germaniu

Pentru etajele amplificatoarelor de putere de joasă frecvență, convertizoarele de curent continuu, stabilizatoare și alte dispozitive, în care este necesar să se comande puteri de la sute de miliwați pînă la zeci de wați, se fabrică cîteva serii de tranzistoare pentru puteri mari. Acestea sînt tranzistoare cu joncțiune, aliate cu germaniu, de tipul *pnp*.

Tranzistoarele din seria П2 sînt de puterea cea mai mică. In etajele de clasă A, ele asigură o putere de ieșire de pînă la 100—150 mW, iar la cele în contratimp clasă B, o putere de ieșire de pînă la 1 W. Totodată, tranzistoarele de acest tip, mai ales П2A, se pot folosi la tensiunea cea mai înaltă; de aceea, sînt utilizabile în schemele combinate cu tuburi și tranzistoare.

Tranzistoarele din seria П3 sînt de tip învechit. Tranzistoarele mai moderne de tipurile П4 și П201—П203, care au gabarite mai mici, asigură puteri mai mari.

Tranzistoarele de tipurile П4 și П201—П203 sînt destinate pentru amplificarea puterii de frecvență acustică și pentru schemele convertizoarelor de curent continuu. Pe lîngă aceasta, tranzistoarele П201—П203 se folosesc în schemele de comutație. Pentru folosirea în scheme în contratimp, tranzistoarele de tipul П203 trec printr-o verificare specială a pantei caracteristicii colector-bază, iar toleranța admisă asigură o bună simetrie a brațelor etajelor fără alegerea individuală a tranzistoarelor.

Datele principale ale tranzistoarelor de putere cu germaniu sînt indicate în tabela 10-13.

10-5. PARTICULARITĂȚILE TRANZISTOARELOR CA ELEMENTE ALE SCHEMELOR

Diferențele dintre parametrii electrici

La nivelul actual al tehnologiei de fabricație a tranzistoarelor nu se reușește încă să se obțină tranzistoare cu diferențe mici între valorile parametrilor electrici. Sistemul de sortare și de clasificare a tranzistoarelor, în vigoare astăzi, se bazează, în special, pe limitarea unilaterală a valorilor parametrilor electrici (vezi tabelele din 10-4), marca tranzistorului indicînd numai valorile cele mai proaste

Tabela 10-13

Tranzistoare de putere cu germaniu

Tipul	Caracteristicile amplificatorului de putere clasa A							Coeficientul de amplificare în curent de cel puțin, mA	Curentul invers al colectorului de cel mult, mA	Valorile limită admisibile				Schițele de gabarite și amplasarea bornelor de ieșire
	Regimul de măsurare			Rezistența de sarcină, Ω	Rezistența generatorului Ω	Coeficientul de amplificare a puterii de cel puțin, dB	Puterea cedată de cel puțin, W			Puterea disipată de tranzistor, W	Tensiunea colectorului V	Curentul colectorului și emitorului, A	Temperatura maximă a corpului, °C	
	Schema	Tensiunea colectorului, V	Curentul emitorului mA											
П2A	BC	−50	5	10 000	100	17	0,1	0,9	0,2	0,25	−100	—	+50	e c b
П2Б	BC	−25	10	2 500	100	17	0,1	0,9	0,2	0,25	−50	—		
П3A	EC	−25	130	220	5	17	1,0	2[1]	0,5[7]	3,5[6]	−50	0,15	+50	20 10 П2 25 e b c
П3Б	EC	−25	130	220	5	20	1,0	2[1]	0,25[7]	3,5[6]	−50	0,25		
П3B	EC	−25	130	220	5	25	1,0	2[1]	0,35[7]	3,5[6]	−50	0,45		
П4A	EC	−26	1000	25	15	20	10	5[2]	0,5[7]	30[6]	−60	3	+50	25 27 П3 c e b 77
П4Б	EC	−26	1000	25	15	23	10	15—40[2]	0,4[7]	30[6]	−70	3		
П4B	EC	−26	1000	25	15	20	10	10[2]	0,4[7]	30[6]	−40	3		
П4Г	EC	−26	1000	25	15	27	10	15—30[2]	0,4[7]	30[6]	−60	3		
П4Д	EC	−26	1000	25	15	30	10	30[2]	0,4[7]	30[6]	−60	3		
П201	EC	−15	340	45	40	25	2,5	20[3]	0,4[4]	10	−30	1,5	+65	
П201A	EC	−15	340	45	40	25	2,5	40[3]	0,4[4]	10	−30	1,5		
П202	EC	−22	240	100	40	25	2,5	20[3]	0,4[4]	10	−45	1,5		
П203	EC	−28	—	36[5]	20[5]	20[5]	10[5]	20[3]	0,4[4]	10	−60	1,5		

[1] La tensiunea colectorului de −10 V și curentul emitorului de 150 mA.
[2] La tensiunea colectorului de −10 V și curentul emitorului de 2 A.
[3] La tensiunea colectorului de −20 V și curentul emitorului de 100 mA.
[4] La tensiunea colectorului de −20 V (П201 și П201 A) și −30 V (П202 și П203).
[5] In schema amplificatorului în doi timpi, clasă B.
[6] Cu răcire suplimentară.
[7] La tensiunea colectorului de −10 V.

ale parametrilor lui. Majoritatea tranzistoarelor au, însă, parametrii mult mai buni decît cei indicați în tabelele informative.

Această situație complică substituirea tranzistoarelor în schemele realizate cu exemplare luate la întîmplare, fără a se ține seama de diferența dintre parametrii acestora.

Diferența cea mai mare poate avea loc pentru parametrii i_{cinv} (curentul invers al colectorului), h_{22} (admitanța de ieșire), α sau h_{21} (coeficientul de amplificare în curent) și f_α (frecvența-limită a amplificării în curent), toate pentru schema cu baza comună. Valorile pentru i_{cinv} pot diferi, de obicei, de 10—20 ori, pentru h_{22} de 5 ori, pentru α — în limitele a 10% ; în schema de conectare cu emitorul comun valorile lui h_{21} diferă de 5—15 ori. Datorită unor diferențe atît de mari, valorile medii ale parametrilor enumerați sînt, de regulă, de 2—5 ori mai bune decît cele indicate în tabele.

Astfel, de exemplu, pentru tranzistoarele cele mai răspîndite de tipul П13—П15 valoarea medie a lui i_{cinv} este de 2—3 μA, față de 10—15 μA, cît este indicat în tabele, h_{22} este de ordinul 0,7 μʊ (în tabele 2—3,3 μʊ) etc.

Multe scheme nu sînt prea mult influențate de valorile unor parametri ca i_{cinv}, h_{22}, f_α. Cea mai supărătoare este diferența dintre valorile lui h_{21} pentru schemele cu emitorul comun și cele cu colectorul comun.

Pentru a slăbi dependența caracteristicilor schemelor de parametrii tranzistoarelor se folosesc pe scară mare reacții negative. Cu toate acestea, pentru unele etaje de importanță mai mare (oscilatorul, amplificatorul în doi timpi realizat după schema cu emitorul comun, generatorul de blocare etc.) se aleg uneori tranzistoarele cele mai potrivite (cu valoarea maximă a lui f_α, cu coeficienții α egali etc.), sau se recurge la folosirea celor mai bune tipuri de tranzistoare, care asigură o rezervă suficientă pentru parametrii critici.

Dependența de temperatură a parametrilor electrici

Dependența de temperatură a parametrilor electrici ai tranzistoarelor duce la variația caracteristicilor schemelor cu tranzistoare, o dată cu variația temperaturii. Același efect este provocat și de autoîncălzirea tranzistoarelor la puteri mari, disipate pe colector. Condiții de lucru deosebit de grele pentru tranzistor au loc în aparatura portabilă, destinată pentru exploatare în aer liber, precum și în dispozitivele combinate, cu tuburi și tranzistoare.

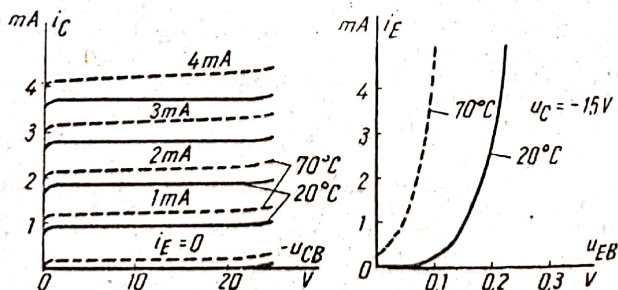


Fig. 10-29. Variația caracteristicilor statice ale tranzistoarelor cu joncțiune la creșterea temperaturii.

Caracteristicile tipice ale parametrilor principali ai tranzistoarelor, în funcție de temperatură, sînt reprezentate în fig. 10-29—10-31. Curenții inverși ai colectorului i_{cinv} și emitorului i_{einv} la tranzistoarele cu germaniu cresc de 1,5—2 ori la creșterea temperaturii cu fiecare 10 °C. Coeficientul de amplificare în curent în schema cu emitorul comun h_{21e} crește, o dată cu creșterea temperaturii, cu 10—15% pentru fiecare 10 °C. Admitanța de ieșire h_{22}, în schema cu baza comună, crește atît la creșterea temperaturii cît și la scăderea ei față de cea a camerei, atingînd aproximativ valori duble la +70 și —50 °C. Frecvența limită a amplificării f_α descrește puțin o dată cu creșterea temperaturii (cu 20—30% la 70 °C). Capacitatea colectorului C_c, practic, nu depinde de temperatură.

Fig. 10-30. Dependența de temperatură a curentului invers al colectorului.

Rezistența de intrare h_{11}, în schema cu baza comună și în cea cu emitorul comun, crește pe măsura creșterii temperaturii pînă la +70 °C cu 20—30%.

Pentru stabilizarea la variațiile de temperatură a caracteristicilor schemelor cu tranzistoare se folosesc pe scară largă reacțiile negative, compensația termică cu ajutorul termorezistențelor neliniare și al diodelor semiconductoare. Este, de asemenea, important să se aleagă în mod corect tipul de tranzistor, cu rezerva necesară în ce privește valorile parametrilor critici.

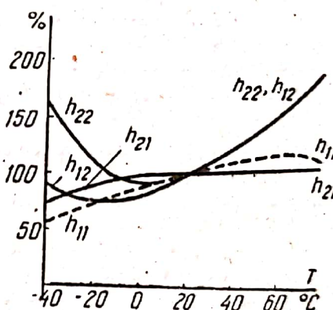


Fig. 10-31. Dependența de temperatură a parametrilor h ai tranzistoarelor cu joncțiune (pentru schema cu baza comună).

În schemele destinate pentru funcționarea la temperaturi deosebit de înalte (+70 ... +120 °C) este necesar să se folosească tranzistoarele cu siliciu.

Stabilizarea punctului de lucru

Se obișnuiește ca punctul de lucru al tranzistorului să fie dat prin valorile fixe ale curentului de emitor i_E și tensiunii pe joncțiunea de colector u_{CB}. Acest lucru poate fi făcut cu ușurință, folosindu-se două surse independente E_E și E_C pentru alimentarea circuitului de emitor și al celui de colector (fig. 10-32). Deoarece căderea de tensiune pe intervalul emitor-bază u_{EB} este foarte mică (pentru tranzistoarele cu germaniu între limitele 0,15—0,3 V, pentru cele

cu siliciu de ordinul a 0,5 V), la o tensiune a sursei E_E=1,5...3 V curentul emitorului este determinat practic numai de mărimea rezistenţei R_E:

$$i_E \approx \frac{E_E}{R_E}.$$

În această situaţie, curentul colectorului este

$$i_C = \alpha i_E + i_{c\,inv}$$

şi, de asemenea, se caracterizează printr-o mare stabilitate, deoarece mărimea α, la diferite tranzistoare cu joncţiuni,

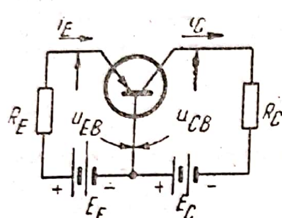


Fig. 10-32. Schema de alimentare a tranzistorului cu ajutorul a două surse.

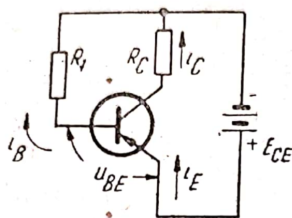


Fig. 10-33. Schema de alimentare cea mai simplă a tranzistorului de la o sursă.

diferă cu cel mult 10%, iar curentul invers $i_{c\,inv}$ este, de obicei, mult mai mic decît componenta de lucru a curentului de colector αi_E. De aceea şi tensiunea u_{CB} este destul de stabilă, chiar la rezistenţe relativ mari ale circuitului de colector pentru curentul continuu (R_C):

Doar la temperaturi deosebit de înalte $i_{c\,inv}$ poate deveni comparabil cu curentul de lucru al colectorului αi_E, ceea ce va duce la o supraîncălzire a colectorului şi la scăderea tensiunii u_{CB}.

Pentru simplificarea schemei de alimentare a tranzistoarelor se folosesc adeseori scheme cu o singură sursă E_{CE}. Cea mai simplă dintre aceste scheme (cu o rezistenţă în circuitul bazei), cea reprezentată în fig. 10-33, creează regimul de curent fix al bazei. Datorită valorii mici a căderii de tensiune pe intervalul bază-emitor (u_{BE}), practic, în această schemă

$$i_B = \frac{E_{CE}}{R_1}.$$

Pentru curentul emitorului şi colectorului se pot scrie relaţiile:

$$i_E = \frac{i_B + i_{c\,inv}}{1-\alpha};$$

$$i_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_B + \frac{1}{1-\alpha} i_{c\,inv}.$$

În legătură cu faptul că valorile $(1-\alpha)$ şi $i_{c\,inv}$ diferă esenţial de la un tranzistor la altul, pentru stabilirea unei anumite valori a lui i_E sau i_C în această schemă, de obicei, este necesar ca rezistenţa R_1 să se aleagă pentru tranzistorul respectiv pe cale experimentală.

Afară de aceasta, această schemă nu asigură un punct de lucru stabil al tranzistorului la variaţia temperaturii, deoarece curentul invers $i_{c\,inv}$ este comparabil cu curentul bazei i_B pentru temperaturi normale.

Pentru aprecierea diferitelor scheme de alimentare a tranzistoarelor din punctul de vedere al stabilităţii lor s-a introdus coeficientul de stabilitate S, care arată de cîte ori variaţia curentului colectorului (Δi_C) este mai mare decît variaţia curentului invers al joncţiunii de colector ($\Delta i_{c\,inv}$), care a provocat-o

$$S = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_{c\,inv}}.$$

Pentru schema cu două surse de alimentare S=1. Pentru schema de alimentare cea mai simplă cu o singură sursă

$$S = \frac{1}{1-\alpha}.$$

Schema fundamentală de stabilizare a punctului de lucru al tranzistorului la alimentarea de la o singură sursă (fig. 10-34) include un divizor format din rezistenţele R_1 şi R_2, care transmite bazei tranzistorului un potenţial destul de rigid şi o a treia rezistenţă R_E în circuitul emitorului, care creează reacţia negativă de curent.

Coeficientul de stabilitate al acestei scheme este

$$S = \frac{1}{1 - \frac{\alpha}{1 + \frac{R_E}{R_B}}},$$

unde $R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ este rezistenţa ce rezultă prin conectarea în paralel a rezistenţelor R_1 şi R_2.

Proprietatea de stabilizare a acestei scheme este legată de faptul că divizorul R_1—R_2 împarte tensiunea unei surse E_{CE} în două (E'_C şi E'_E), apropiind parcă această schemă de schema cu surse de alimentare independente ale circuitului de emitor şi celui de colector. Cu cît este mai mică rezistenţa divizorului R_1—R_2, cu atît este mai bună această aproximaţie. Stabilitatea se îmbunătăţeşte de asemenea la creşterea rezistenţei R_E, ceea ce pentru un curent dat al emitorului cere creşterea tensiunii E'_E. Descreşterea mărimii E'_E, dimpotrivă, înrăutăţeşte stabilitatea punctului de lucru.

Fig. 10-34. Schema principală de stabilizare a punctului de lucru al tranzistorului, cînd alimentarea se face de la o singură sursă.

În practică mărimea E'_E este aleasă de ordinul a 0,7—1,5 V, iar rezistenţa R_E se calculează după valoarea dată a curentului de emitor i_E:

$$R_E = \frac{E'_E - 0{,}2}{i_E}.$$

Atunci, pentru valoarea aleasă a lui S (de obicei în limitele 1,5—4) se pot calcula valorile necesare ale rezistenţelor divizorului cu ajutorul formulelor aproximative:

$$R_2 \approx (S-1)\frac{E_{CE}}{E'_E} R_E; \quad R_1 = \frac{R_2}{\frac{E_{CE}}{E'_E} - 1}.$$

Pentru ca rezistenţa R_E să nu creeze o reacţie negativă pe frecvenţele de lucru ale etajului, ea este, de obicei, şuntată cu un condensator de capacitate suficient de mare.

Limitîndu-se la o stabilitate mai proastă, se folosește schema simplificată (fig. 10-35), în care stabilizarea punctului de lucru se realizează prin reacția de tensiune, pe seama conectării rezistenței R_1 direct la colectorul tranzistorului.

Pentru această schemă coeficientul de stabilitate este:

$$S=\frac{1}{1-\frac{\alpha}{1+\frac{R_C}{R_1}}}.$$

Pentru preîntîmpinarea reacției pe frecvențele de lucru ale etajului, rezistența R_1 se împarte uneori în două și punctul mediu se decuplează cu ajutorul unui condensator de capacitate suficient de mare (fig. 10-36).

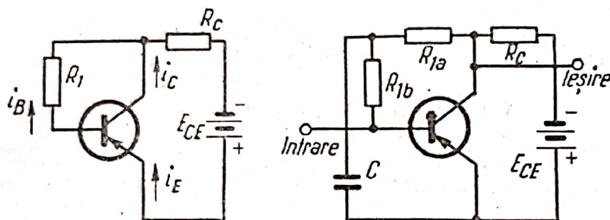


Fig. 10-35. Schema simplificată de stabilizare a punctului de lucru a tranzistorului.

Fig. 10-36. Varianta schemei de reducere a reacției pe frecvențele de lucru.

Cu cît α este mai apropiat de unitate, cu atît trebuie stabilizat mai puternic punctul de lucru al tranzistorului.

Pentru a evita o mare instabilitate a punctului de lucru trebuie evitată conectarea la circuitul bazei tranzistorului a unor rezistențe mari.

Exemplu de calcul. Se dă: $E_{CE}=6$ V și $i_E=1$ mA.

Să se calculeze elementele schemei fundamentale de stabilizare a punctului de lucru, care asigură $S=2$, și să se determine valorile lui S pentru schemele cele mai simple cu o rezistență, dacă $R_C=3{,}3$ kΩ; $\alpha=0{,}95$ și $i_{c\,inv}=10$ μA (0,01 mA).

Dacă se consideră $E'_E=1{,}2$ V, se obține:

$$R_E=\frac{1{,}2-0{,}2}{1}=1\ \text{k}\Omega;$$

$$R_2=(2-1)\ \frac{6}{1{,}2}\ 1=5\ \text{k}\Omega;$$

$$R_1=\frac{5}{\frac{6}{1{,}2}-1}=1{,}25\ \text{k}\Omega.$$

Pentru calculul schemei simple de stabilizare se determină întîi mărimea necesară a rezistenței R_1, care asigură $i_E=1$ mA, folosindu-se pentru aceasta următoarele relații:

$$i_C=\alpha i_E+i_{c\,inv}=0{,}95\cdot 1+0{,}01=0{,}96\ \text{mA};$$

$$i_B=i_E-i_C=1-0{,}96=0{,}04\ \text{mA};$$

$$u_{CE}=E_{CE}-i_C R_C=6-0{,}96\cdot 3{,}3=2{,}83\ \text{V};$$

$$R_1=\frac{u_{CE}-0{,}2}{i_B}=\frac{2{,}83-0{,}2}{0{,}04}=66\ \text{k}\Omega;$$

totodată

$$S=\frac{1}{1-\frac{\alpha}{1+\frac{R_C}{R_1}}}=\frac{1}{1-\frac{0{,}95}{1+\frac{3{,}3}{66}}}=10.$$

Dacă însă rezistența R_1 nu este legată la colectorul tranzistorului, ci direct la sursa de alimentare, atunci

$$S=\frac{1}{1-\alpha}=\frac{1}{1-0{,}95}=20.$$

Reacția internă

Spre deosebire de tuburile electronice, tranzistoarele, începînd cu frecvențele de lucru cele mai joase, se caracterizează prin reacția internă. Existența ei duce la dependența rezistenței de intrare R_{intr} a tranzistorului de rezistența

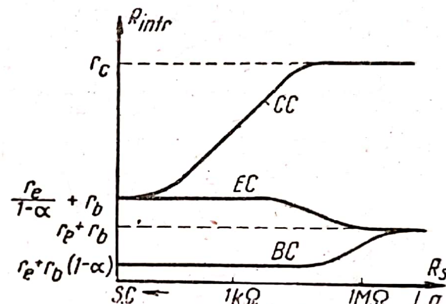


Fig. 10-37. Dependența rezistenței de sarcină de rezistența de intrare a tranzistorului în diferite scheme de conectare: *BC* – schema cu baza comună; *EC* – cu emitorul comun; *CC* – cu colectorul comun.

de sarcină R_s (fig. 10-37), iar a rezistenței de ieșire $R_{ieș}$ a tranzistorului de rezistența R_g (fig. 10-38) a circuitului legat la intrarea lui (rezistența internă a generatorului de semnal).

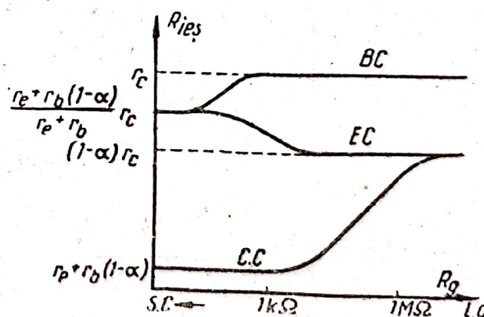


Fig. 10-38. Dependența rezistenței de ieșire a tranzistorului de rezistența generatorului de semnal de la intrare în diferite scheme de conectare.

Această reacție duce la faptul că variația rezistenței unuia dintre circuite se poate transmite prin tranzistoare atît în etajele precedente, cît și în cele următoare. Deosebit de neplăcută este această reacție a tranzistoarelor în amplificatoarele de înaltă frecvență, unde ea complică acordarea circuitelor oscilante, făcîndu-le reciproc dependente.

Pentru preîntîmpinarea acestor neajunsuri, precum și pentru înlăturarea posibilității de autoexcitare în amplificatoarele de rezonanță, adeseori se recurge la neutralizarea reacției interne cu ajutorul unor scheme speciale.

Evaluarea amplificării în putere

Datorită faptului că tranzistoarele au o rezistență internă redusă în comparație cu tuburile, la evaluarea amplificării date de tranzistoare singura cale justă este examinarea coeficientului de amplificare în putere.

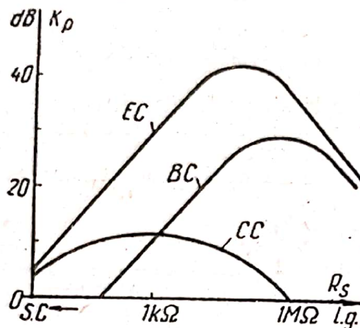


Fig. 10-39. Dependența de rezistența de sarcină, a coeficientului de amplificare în putere a tranzistorului, în diferite scheme de conectare.

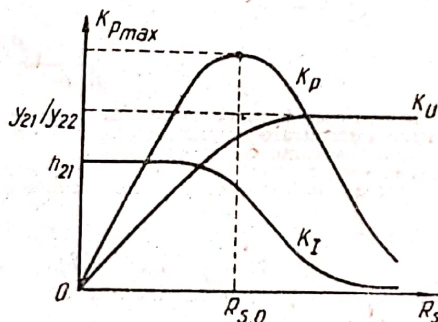


Fig. 10-40. Dependența de rezistența de sarcină R_s a coeficientului de amplificare în curent K_I, în tensiune K_U și în putere K_P (curbele au aceeași înfățișare pentru diferite scheme de conectare, dar scara axelor este diferită).

Coeficientul de amplificare în putere poate fi reprezentat sub cîteva forme:

$$K_P=\frac{P_s}{P_{intr}}=\frac{U_s^2 G_s}{U_{intr}^2 G_{intr}}=\frac{I_s^2 R_s}{I_{intr}^2 R_{intr}},$$

unde: P_s, U_s și I_s sînt respectiv puterea, tensiunea și curentul eficace în rezistența de sarcină;

P_{intr}, U_{intr} și I_{intr} — idem, în rezistența de intrare a tranzistorului;

R_s și G_s — componentele active ale rezistenței și conductanței sarcinii;

R_{intr} și G_{intr} — componentele active ale rezistenței și conductanței intrării.

Atît mărimea K_P, cît și coeficienții de amplificare în tensiune $\left(K_U=\frac{U_s}{U_{intr}}\right)$ și în curent $\left(K_I=\frac{I_s}{I_{intr}}\right)$ depind de rezistența de sarcină R_s iar o dată cu creșterea lui R_s coeficientul de amplificare în tensiune K_U crește, coeficientul de amplificare în curent K_I descrește, iar K_P trece prin maxim $K_{P\,max}$ la o rezistență de sarcină optimă $R_{s\,o}$ (fig. 10-39 și 10-40).

Se examinează, de asemenea, coeficientul eficace de amplificare în putere K_{Pef}, care, afară de aceasta, ia în considerație eficacitatea de utilizare a generatorului de semnal:

$$K_{Pef}=\frac{P_s}{P_{g\,disp}}=K_P\frac{P_{intr}}{P_{g\,disp}},$$

unde $P_{g\,disp}$ este puterea maximă („de care se dispune"), care poate fi „cedată" de generatorul de semnal în cazul adaptării rezistenței sale interne cu rezistența de intrare a tranzistorului ($R_g=R_{intr}$). Dacă $R_g \neq R_{intr}$, atunci generatorul transmite la intrarea tranzistorului o putere mai mică ($P_{intr}<P_{g\,disp}$) și atunci $K_{Pef}<K_P$ (fig. 10-41).

Pentru obținerea amplificării eficace maxime în putere este necesar să se aleagă rezistența de sarcină optimă a tranzistorului $R_s=R_{s\,o}$ și să se folosească un generator de semnal cu rezistența interioară R_g egală cu rezistența de intrare a tranzistorului $R_{intr\,o}$, pe care acesta din urmă o are la rezistența de sarcină optimă.

O astfel de adaptare completă nu poate fi realizată totdeauna și aceasta duce la o pierdere de cîștig în ce privește amplificarea.

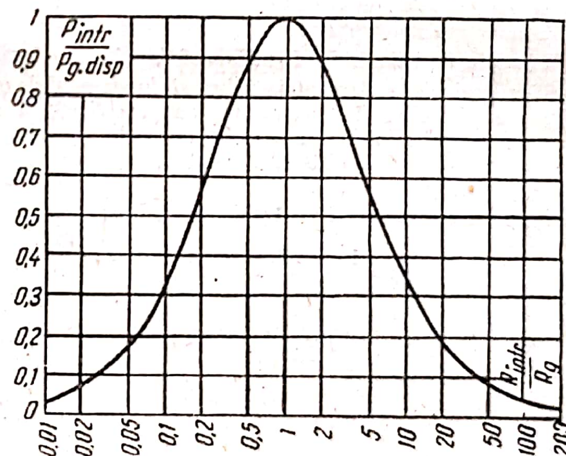


Fig. 10-41. Graficul puterii cedate de generatorul de semnal:

$P_{intr}/P_{g\,disp}$ — raportul dintre puterea cedată la intrarea amplificatorului și puterea generatorului de semnal; R_{intr}/R_g — raportul dintre rezistența de intrare a amplificatorului și rezistența internă a generatorului de semnal.

Trebuie să se țină seamă, de asemenea, de faptul că într-o serie de cazuri adaptarea completă poate fi nedorită. Astfel, de exemplu, în etajele finale ea împiedică obținerea unui randament mare și a distorsiunilor neliniare mici.

În cazurile în care coeficientul de amplificare în curent este mai mic decît unitatea, așa cum se întîmplă la

tranzistoarele cu joncțiune în schema cu baza comună, amplificarea puterii semnalului este posibilă numai în cazul cînd rezistența sarcinii depășește rezistența de intrare a tranzistorului. De aceea, amplificatorul cu mai multe etaje, cu rezistență, cu tranzistoare cu joncțiune conectate după schema cu baza comună, nu dă amplificare.

Calculul valorilor K_P, K_U, K_I, R_{intr} și $R_{ieș}$, pentru schemele concrete, se dă mai departe (v. p. 233).

Obținerea unei rezistențe de intrare mari. La amplificarea semnalelor de la pick-upuri cu doze piezoelectrice și microfoane în schemele voltmetrelor și într-o serie de alte cazuri este necesar să se asigure o rezistență de intrare mare a schemelor cu tranzistoare. Cele mai răspîndite sînt următoarele patru metode de rezolvare a acestei probleme: 1) folosirea unui transformator coborîtor la intrare (fig. 10-42, *a*); 2) introducerea, în serie, în circuitul de intrare a unei rezistențe suplimentare mari (fig. 10-42, *b*); 3) construirea etajului de intrare după schema cu colectorul comun („repetorul de emitor", fig. 10-42, *c*) și 4) folosirea reacției negative (fig. 10-42, *d*).

Prima metodă permite să se mărească rezistența de intrare a dispozitivului pînă la cîteva zeci, iar uneori și sute de kiloohmi, fără pierderi de amplificare, cîștigîndu-se chiar în ce privește amplificarea eficace, datorită unei folosiri mai bune a puterii generatorului de semnal.

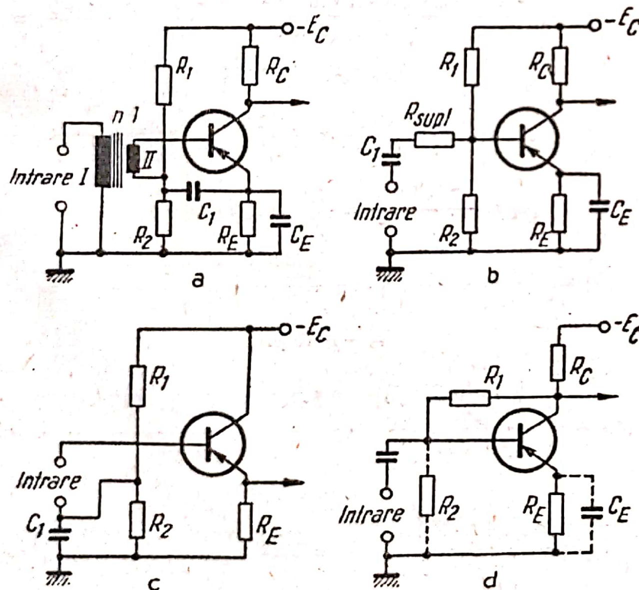


Fig. 10-42. Scheme cu tranzistoare, care permit să se obțină o rezistență de intrare mare:
a — cu transformator coborîtor; *b* — cu rezistență suplimentară; *c* — cu repertor pe emitor; *d* — cu reacție negativă.

Dacă rezistența de intrare a primului etaj fără transformator este R_{intr} și coeficientul de transformare este n, rezistența de intrare a schemei crește pînă la valoarea:

$$R'_{intr} = n^2 R_{intr}.$$

Pentru preîntîmpinarea distorsiunilor în domeniul frecvențelor joase înfășurarea primară a transformatorului de intrare trebuie să aibă o inducție care să nu coboare sub valoarea:

$$L_{I\,min} = \frac{R'_{intr}}{2\pi f_l},$$

unde f_l este frecvența inferioară a semnalelor amplificate.

Cea de-a doua metodă permite să se obțină, în mod practic, orice valori ale rezistenței de intrare (prin alegerea corespunzătoare a rezistenței suplimentare), dar este legată de o pierdere mare de amplificare și de înrăutățirea coeficientului de zgomot al întregului dispozitiv, ceea ce este deosebit de neplăcut cînd urmează să se amplifice semnalele slabe.

În această schemă, practic, $R''_{intr} = R_{supl}$, iar pierderea de amplificare în putere atinge mărimea $(R''_{intr}/R_{intr})^2$, unde R_{intr} este rezistența de intrare a etajului fără rezistență suplimentară.

Conectarea primului tranzistor după schema repetorului pe emitor este de asemenea legată de o oarecare pierdere de amplificare, deoarece același tranzistor, în schema cu emitorul comun, ar fi asigurat un coeficient de amplificare în putere mai mare.

Rezistența de intrare a repetorului pe emitor este de aproximativ $\frac{1}{1-\alpha}$ ori mai mare decît rezistența lui de sarcină (rezistența de intrare a etajului următor), dar nu poate depăși valoarea parametrului r_c. Astfel, în această schemă este avantajos să se folosească un tranzistor cu valoarea mare a lui α (apropiată de unitate) și cu o valoare mare a lui r_c.

Schema tipică a etajului de intrare cu reacție negativă reprezintă amplificatorul obișnuit, realizat după schema cu emitorul comun, în care lipsesc condensatoarele care preîntîmpină apariția reacției, pe frecvențele semnalului, în circuitele de stabilizare a punctului de lucru. Pentru o astfel de schemă se reușește să se obțină aceleași rezistențe de intrare ca și la repetorul pe emitor (pînă la 1—2 MΩ), avînd o pierdere de amplificare analogă.

Dependența de frecvență a parametrilor tranzistoarelor. Dependența de frecvență a parametrilor tranzistoarelor începe să se manifeste pe frecvențe mult mai joase decît la tuburile electronice. Aceasta se referă, în special, la parametrii schemei cu emitorul comun (fig. 10-43) și la tranzistoarele de putere. De acest lucru trebuie să se țină seamă uneori la calculul schemelor care funcționează pe frecvențe de 5 · 10 kHz. Doar la tipurile de tranzistoare de frecvențe mai înalte, de exemplu cele de difuzie, valorile parametrilor de joasă frecvență rămîn constante pînă la frecvențele de ordinul a 0,5—1 MHz; însă chiar și în acest domeniu de frecvențe nu se mai admite totdeauna neglijarea capacității joncțiunii de colector C_c.

Pentru determinarea proprietăților tranzistoarelor pe una sau pe alta dintre frecvențele înalte, de cele mai multe ori se folosesc parametrii y, ale căror valori fie că se determină pe calea măsurărilor pe frecvența dată, efectuate cu ajutorul unor punți speciale, fie pe calea calculelor, cu ajutorul unor scheme echivalente.

Pe baza schemei echivalente în π, date mai înainte, și cunoscînd valorile a șapte dintre elementele ei, se pot calcula, cu o precizie suficientă, parametrii y ai tranzisto-

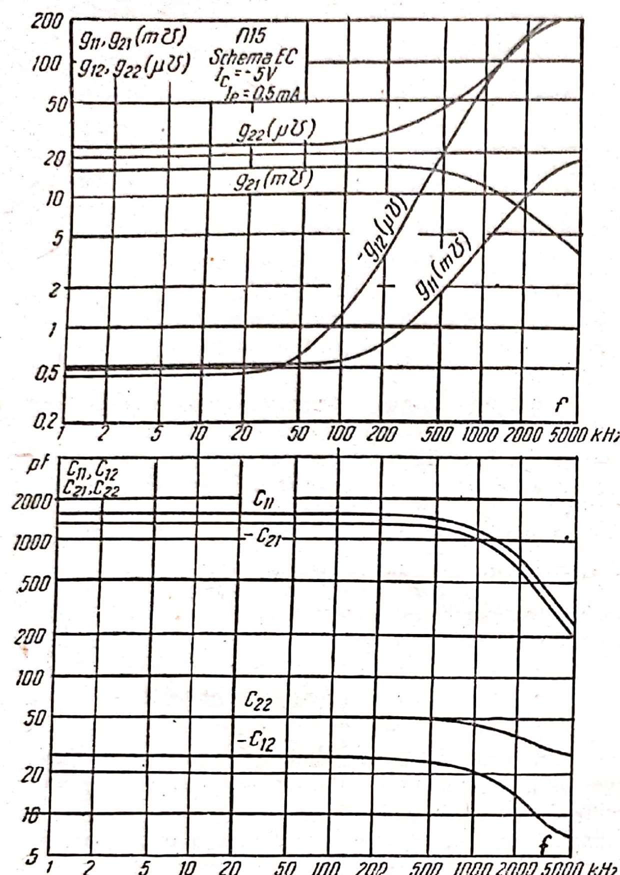


Fig. 10-43. Dependența de frecvență a componentelor active și capacitive ale parametrilor y ai tranzistorului cu joncțiune.

rului în schema cu emitorul comun, pentru orice frecvență pînă la $(0,5—0,8)f_\alpha$, cu ajutorul următoarelor formule:

$$y_{11} \approx \frac{g_{b'e} + \frac{1}{r_{b'}}(\theta f)^2 + j2\pi C_{b'e} f}{1+(\theta f)^2};$$

$$y_{12} \approx -\frac{g_{cb'} + 2\pi C_c \theta f^2 + j2\pi C_c f}{1+(\theta f)^2};$$

$$y_{21} \approx S' \frac{1-j\theta f}{1+(\theta f)^2};$$

$$y_{22} \approx \frac{g_{ce} + \frac{C_c}{C_{b'e}} S'(\theta f)^2 + j2\pi C_c[1+r_{b'}S' + (\theta f)^2] f}{1+(\theta f)^2}$$

unde $\theta = 2\pi r_{b'} C_{b'e}$.

Exemplu. Să se determine parametrii y ai tranzistorului П12 pentru frecvența de 465 kHz, folosindu-se elementele schemei echivalente din tabela 10-2: $r_{b'}=70\ \Omega$; $g_{b'e}=0{,}97$ m℧; $g_{cb'}=0{,}27$ μ℧; $g_{ce}=9{,}5$ μ℧; $S'=31$ mA/V; $C_{b'e}=880$ pF; $C_c=15$ pF.

Reprezentînd fiecare parametru sub forma

$$y_{kl} = g_{kl} + j\omega C_{kl},$$

se vor găsi:

$$\theta = 2\pi r_{b'} C_{b'e} = 2\cdot 3{,}14\cdot 70\cdot 880\cdot 10^{-12} = 0{,}386\cdot 10^{-6}\ \text{s};$$

$$1+(\theta f)^2 = 1+(0{,}386\cdot 10^{-6}\cdot 465\cdot 10^3)^2 = 1{,}032;$$

$$g_{11} \approx \frac{g_{b'e} + \frac{1}{r_{b'}}(\theta f)^2}{1+(\theta f)^2} = \frac{0{,}97\cdot 10^{-3} + \frac{0{,}032}{70}}{1{,}032} =$$

$$= 1{,}38\cdot 10^{-3}\ \text{℧};$$

$$C_{11} \approx \frac{C_{b'e}}{1+(\theta f)^2} = \frac{880}{1{,}032} = 850\ \text{pF};$$

$$g_{12} \approx -\frac{g_{cb'} + 2\pi C_c \theta f^2}{1+(\theta f)^2} =$$

$$= -\frac{0{,}27\cdot 10^{-6} + 2\cdot 3{,}14\cdot 15\cdot 10^{-12}\cdot 0{,}386\cdot 10^{-6}(465\cdot 10^3)^2}{1{,}032} =$$

$$= -7{,}85\cdot 10^{-6}\ \text{℧};$$

$$C_{12} \approx -\frac{C_c}{1+(\theta f)^2} = -\frac{15}{1{,}032} = -14{,}5\ \text{pF};$$

$$g_{21} \approx \frac{S'}{1+(\theta f)^2} = \frac{31}{1{,}032} = 30\ \text{mA/V};$$

$$C_{21} \approx -\frac{\theta S'}{2\pi[1+(\theta f)^2]} = -\frac{0{,}386\cdot 10^{-6}\cdot 31\cdot 10^{-3}}{2\cdot 3{,}14\cdot 1{,}032} 10^{12} =$$

$$= -1840\ \text{pF};$$

$$g_{22} \approx \frac{g_{ce} + \frac{C_c}{C_{b'e}} S'(\theta f)^2}{1+(\theta f)^2} = \frac{9{,}5\cdot 10^{-6} + \frac{15}{880} 31\cdot 10^{-3}\cdot 0{,}032}{1{,}032} =$$

$$= 25{,}6\cdot 10^{-6}\ \text{℧};$$

$$C_{22} = \frac{C_c[1+r_{b'}S' + (\theta f)^2]}{1+(\theta f^2)} = \frac{15[1+70\cdot 31\cdot 10^{-3} + 0{,}032]}{1{,}032} =$$

$$= 45{,}5\ \text{pF}.$$

10-6. CALCULUL CÎTORVA SCHEME CU TRANZISTOARE

Amplificatoare de semnale mici de joasă frecvență

Pentru valorile cunoscute ale rezistenței de sarcină R_s și ale generatorului de semnale R_g și valorile parametrilor h ai tranzistorului, în schema de conectare aleasă, indicii

principali ai unui etaj pot fi calculaţi, în punctul de lucru dat, cu ajutorul următoarelor formule:

— coeficientul de amplificare în curent

$$K_I = \frac{I_s}{I_{intr}} = \frac{h_{21}}{1+h_{22}R_s};$$

— coeficientul de amplificare în tensiune

$$K_U = \frac{U_s}{U_{intr}} = \frac{h_{21}R_s}{h_{11}(1+h_{22}R_s)-h_{12}h_{21}R_s};$$

— coeficientul de amplificare în putere

$$K_P = \frac{P_s}{P_{intr}} = K_I K_U;$$

— rezistenţa de intrare a tranzistorului

$$R_{intr} = \frac{h_{11}\left(h_{22}+\frac{1}{R_s}\right)-h_{12}h_{21}}{h_{22}+\frac{1}{R_s}};$$

— rezistenţa de ieşire a tranzistorului

$$R_{ieş} = \frac{h_{11}+R_g}{h_{22}(h_{11}+R_g)-h_{12}h_{21}}.$$

Pentru etajul cu cuplajul prin transformator, în aceste formule, în loc de R_s trebuie pusă valoarea rezistenţei de sarcină a transformatorului, redusă la înfăşurarea primară, iar mărimile K_U şi K_I trebuie înmulţite, respectiv, cu coeficientul de transformare a tensiunii şi a curentului.

Rezistenţa de sarcină optimă $R_{s\,o}$, necesară pentru obţinerea coeficientului de amplificare în putere maxim, este:

$$R_{s\,o} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}(h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21})}}.$$

In acest caz, coeficientul maxim de amplificare în putere atinge valoarea

$$K_{P\,max} = \frac{h_{21}^2}{\left(\sqrt{h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}}+\sqrt{h_{11}h_{22}}\right)^2},$$

iar rezistenţa de intrare a tranzistorului este

$$R_{intr\,o} = \sqrt{h_{11}^2 - \frac{h_{11}h_{12}h_{21}}{h_{22}}}.$$

Pentru obţinerea coeficientului eficace maxim de amplificare în putere rezistenţa internă a generatorului de semnal R_g trebuie să fie egală cu $R_{intr\,o}$.

Pentru $R_s = R_{so}$ şi $R_g = R_{intr\,o}$

$$K_{Pef} = K_{P\,max}$$

Datorită greutăţii de realizare a unei adaptări totale, de obicei, în etajele cu baza comună şi cu emitorul comun, $R_s \leq R_{s\,o}$. In acest caz sînt valabile următoarele formule aproximative:

$$K_I \approx h_{21};$$

$$K_U \approx \frac{h_{21}R_s}{h_{11}};$$

$$K_P \approx \frac{h_{21}^2 R_s}{h_{11}};$$

$$R_{intr} \approx h_{11}.$$

In etajele cu colectorul comun, de obicei, $R_s \approx R_{s\,o}$, fiind valabile următoarele relaţii aproximative:

$$K_I \approx h_{21};$$

$$K_U \approx 1;$$

$$K_P \approx K_I;$$

$$R_{ieş} \approx \frac{R_g}{h_{21}}.$$

Trebuie să se ţină seama de faptul că în toate formulele precedente trebuie substituite valorile parametrilor h pentru acea metodă de conectare a tranzistorului pentru care se efectuează calculele.

Exemplu. Se dau: R_s=2 kΩ şi parametrii tranzistorului în punctul de lucru: h_{11}=1100 Ω; $h_{12}=2{,}8\cdot10^{-4}$; h_{21}=32; h_{22}=18,5 μʊ (schema cu EC).

Să se determine K_I, K_U, K_P şi R_{intr}.

Folosind formulele exacte:

$$K_I = \frac{32}{1+18{,}5\cdot10^{-6}\cdot2000} = 31;$$

$$K_U = \frac{32\cdot2000}{1100(1+18{,}5\cdot10^{-6}\cdot2000)-2{,}8\cdot10^{-4}\cdot32\cdot2000} = 57;$$

$$K_P = 1770\ (32{,}5\ \text{dB});$$

$$R_{intr} = \frac{1100\left(18{,}5\cdot10^{-6}+\frac{1}{2000}\right)-2{,}8\cdot10^{-4}\cdot32}{18{,}5\cdot10^{-6}+\frac{1}{2000}} = 1080\ \Omega.$$

Cu ajutorul formulelor aproximative (pentru schema cu EC):

$$K_I = 32;$$

$$K_U = \frac{32\cdot2000}{1100} = 58;$$

$$K_P = 1850\ (32{,}7\ \text{dB});$$

$$R_{intr} = 1100\ \Omega.$$

Este uşor de observat că eroarea calculului aproximativ nu depăşeşte 5%.

Calculul amplificatoarelor cu mai multe etaje (fig. 10-44) se efectuează pe etaje, de la ultimul etaj spre primul. Din cauza existenţei circuitelor de cuplaj între etaje,

pe a căror rezistenţă se pierde o parte din puterea transmisă de la un tranzistor spre următorul, coeficienţii de amplificare în curent şi în putere ai etajelor sînt mai mici decît cei calculaţi cu ajutorul formulelor date mai înainte pentru un

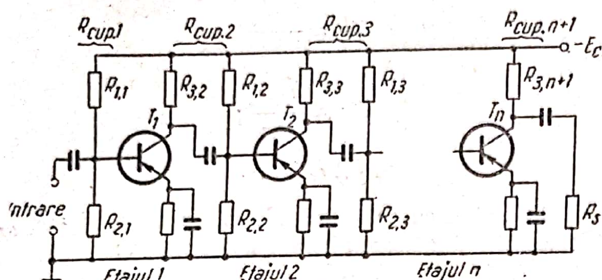


Fig. 10-44. Amplificatorul cu mai multe etaje cu tranzistoare cu cuplaj RC.

singur tranzistor. Coeficienţii de amplificare în tensiune, însă, rămîn aceiaşi, dacă este corect determinată rezistenţa de sarcină R_s şi rezistenţa generatorului de semnal R_g pentru fiecare etaj în parte.

Vom nota cu $R_{cup\,k}$ conectarea în paralel a tuturor rezistenţelor schemei, care şuntează circuitul de intrare al etajului k şi circuitul de ieşire al tranzistorului etajului precedent, al $(k-1)$-lea, astfel încît

$$\frac{1}{R_{cup\,k}}=\frac{1}{R_{1k}}+\frac{1}{R_{2k}}+\frac{1}{R_{3k}}.$$

Atunci, în calitate de rezistenţă de sarcină a etajului al $(k-1)$-lea trebuie luată valoarea ce rezultă la conectarea în paralel a $R_{cup\,k}$ şi $R_{intr\,k}$:

$$R_{s\,k-1}=\frac{R_{cup\,k}R_{intr\,k}}{R_{cup\,k}+R_{intr\,k}},$$

unde $R_{intr\,k}$ este rezistenţa de intrare a tranzistorului din etajul k, iar drept rezistenţă a generatorului de semnal al etajului k, valoarea ce rezultă prin conectarea în paralel a $R_{cup\,k}$ şi $R_{ieş\,k-1}$:

$$R_{gk}=\frac{R_{cup\,k}R_{ieş\,k-1}}{R_{cup\,k}+R_{ieş\,k-1}},$$

unde $R_{ieş\,k-1}$ este rezistenţa de ieşire a tranzistorului etajului $(k-1)$.

De obicei $R_{cup} \ll R_{ieş}$, astfel încît $R_{gk} \approx R_{cup\,k}$, ceea ce uşurează calculele.

În calitate de R_s a ultimului etaj, dacă rezistenţa sarcinii utile este şuntată de anumite rezistenţe ale schemei, se ia rezistenţa R_s legată în paralel cu această rezistenţă.

În calitate de R_g a primului etaj, dacă sursa semnalului de intrare este şuntată de anumite rezistenţe ale schemei, se ia, de asemenea, valoarea ce rezultă prin conectarea în paralel a rezistenţei interne a sursei R_g cu aceste rezistenţe.

Rezistenţa de intrare a amplificatorului se obţine din conectarea în paralel a rezistenţei de intrare a tranzistorului din primul etaj şi a rezistenţelor din schemă, care şuntează circuitul de intrare. Rezistenţa de ieşire a amplificatorului se determină din conectarea în paralel a rezistenţei de ieşire a tranzistorului ultimului etaj şi a rezistenţelor schemei, care şuntează circuitul de ieşire.

Determinînd coeficientul total al amplificării în tensiune $R_{U\,tot}$ al întregului amplificator ca produsul dintre coeficienţii de amplificare în tensiune ai tuturor etajelor, coeficientul total de amplificare în putere este:

$$K_{P\,tot}=K_{U\,tot}^2\frac{R_{intr}}{R_s}.$$

Exemplu. Să se determine $K_{U\,tot}$ pentru un amplificator cu trei etaje, dacă în toate etajele: $R_1=5$ kΩ; $R_2=20$ kΩ; $R_3=2$ kΩ; parametrii tranzistoarelor: $h_{11}=1$ kΩ; $h_{12}=5\cdot10^{-4}$; $h_{21}=25$; $h_{22}=10$ μ℧ (schema cu EC), iar rezistenţa sarcinii utile $R_s=600$ Ω.

Se efectuează calculul cu ajutorul formulelor aproximative pentru schema cu EC:

$$R_{intr}\approx h_{11};\quad K_U\approx\frac{h_{21}}{h_{11}}R_s;$$

$$R_{s3}=\frac{R_sR_3}{R_s+R_3}=\frac{600\cdot2000}{600+2000}=460\ \Omega;$$

$$K_{U3}=\frac{h_{21}R_{s3}}{h_{11}}=\frac{25\cdot460}{1000}=11{,}5;$$

$$R_{cup\,3}=R_{cup\,2}=\frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_3}}=\frac{1}{\frac{1}{5}+\frac{1}{20}+\frac{1}{2}}=1{,}33\ k\Omega;$$

$$R_{s2}=R_{s1}=\frac{R_{cup\,3}R_{intr\,3}}{R_{cup\,3}+R_{intr\,3}}=\frac{1330\cdot1000}{1330+1000}=570\ \Omega;$$

$$K_{U2}=K_{U1}=\frac{h_{21}R_{s2}}{h_{11}}=\frac{25}{1000}570=14{,}2;$$

$$K_{U\,tot}=K_{U1}K_{U2}K_{U3}=14{,}2^2\cdot11{,}5=2320;$$

$$R_{cup\,1}=\frac{1}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}}=\frac{1}{\frac{1}{5}+\frac{1}{20}}=4\ k\Omega;$$

$$R_{intr}=\frac{R_{cup\,1}R_{intr\,1}}{R_{cup\,1}+R_{intr\,1}}=\frac{4000\cdot1000}{4000+1000}=800\ \Omega;$$

$$K_{P\,tot}=K_{U\,tot}^2\frac{R_{intr}}{R_s}=2320^2\frac{800}{460}=9{,}3\cdot10^6\ (69{,}7\ \text{dB}).$$

Etajul de ieşire cu baza comună (fig. 10-45)

Pentru calculul etajului de ieşire trebuie cunoscută tensiunea E_C a sursei care alimentează circuitul de colector al tranzistorului şi puterea maximă necesară P_s în sarcină. Cunoscîndu-se aceste date, se poate efectua calculul cu ajutorul formulelor aproximative, care asigură o precizie de ordinul $\pm10\%$.

Rezistenţa de sarcină redusă la înfăşurarea primară a transformatorului de ieşire trebuie să fie

$$R_s'\approx\frac{E_C^2}{3P_s},$$

iar curentul colectorului în punctul de lucru

$$i_{C0} \approx \frac{2,5P_s}{E_C}.$$

Tranzistorul destinat pentru lucrul în acest etaj trebuie să aibă o putere de disipaţie admisibilă pe colector $P_{c\,adm} \geqslant 2,5\,P_s$, curenţii de emitor şi de colector admisibili, de cel puţin 2,5 i_{C0} şi tensiunea admisibilă pe joncţiunea de colector, de cel puţin $2E_C$.

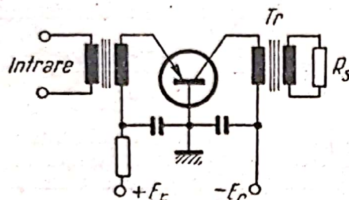


Fig. 10-45. Schema de principiu a etajului de ieşire cu baza comună.

Pentru calculul exact trebuie să se cunoască randamentul transformatorului de ieşire η_t şi curentul invers $i_{c\,inv}$ al joncţiunii de colector la tensiunea de $2E_C$. Valoarea exactă a puterii maxime în sarcină este:

$$P_s = 0,5\eta_t R_s' (i_{C0} - i_{c\,inv})^2,$$

iar rezistenţa de sarcină redusă trebuie să fie:

$$R_s' = \frac{E_C}{i_{C0}[1+0,5(1-\eta_t)] - i_{c\,inv}}.$$

Prin noţiunea de rezistenţă de sarcină redusă se înţelege

$$R_s' = \frac{n^2 R_s}{\eta_t},$$

unde $n = \frac{w_1}{w_2}$ este coeficientul de transformare al transformatorului de ieşire, iar R_s — rezistenţa de sarcină.

Dacă se determină R_s' în modul arătat mai înainte, cunoscîndu-se R_s şi luînduse $\eta_t \approx 0,8 \ldots 0,9$, se determină n.

Puterea de intrare a etajului, necesară pentru excitarea lui completă, este determinată de valoarea maximă a curentului emitorului $i_{E\,max}$, pentru care curentul colectorului atinge valoarea maximă $i_{C\,max} = 2i_{C0} - i_{c\,inv}$, iar tensiunea pe colector u_{CB} scade pînă la zero, precum şi de valoarea dublă a amplitudinii tensiunii pe emitor ($u_{EB\,max} - u_{EB\,min}$)

$$P_{intr} \approx \frac{i_{E\,max}(U_{EB\,max} - U_{EB\,min})}{8}.$$

Valorile $i_{E\,max}$, $u_{EB\,max}$ şi $u_{EB\,min}$ pot fi găsite cu ajutorul caracteristicilor statice ale tranzistorului folosit pentru schema cu baza comună (fig. 10-46).

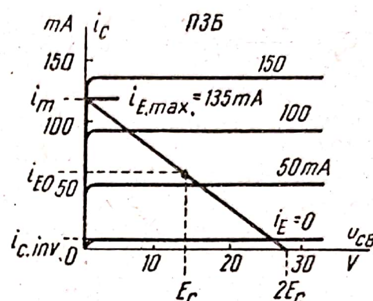
Coeficientul de amplificare în putere se determină cu relaţia

$$K_P = \frac{P_s}{P_{intr}}.$$

Valoarea medie a rezistenţei de intrare a tranzistorului este dată de relaţia:

$$R_{intr} = \frac{U_{EB\,max} - U_{EB\,min}}{i_{E\,max}}.$$

Pentru obţinerea distorsiunilor neliniare minime este util a se mări rezistenţa de ieşire a etajului prefinal, dar aceasta duce la pierderea cîştigului de amplificare. De obicei, ne limităm la rezistenţa de ieşire a etajului prefinal



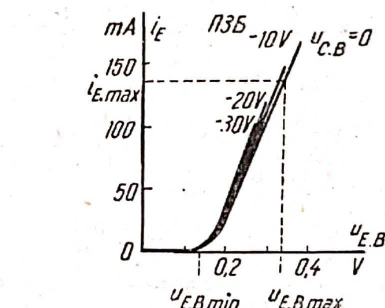


Fig. 10-46. Determinarea valorilor $i_{E\,max}$, $i_{c\,inv}$ şi $u_{EB\,min}$, $u_{EB\,max}$ din familia caracteristicilor statice.

(redusă la înfăşurarea secundară a transformatorului de intrare) de 50—100 Ω (vezi calculul etajului prefinal). În etajul de ieşire realizat după schema cu baza comună se poate asigura un coeficient scăzut de distorsiuni neliniare (de pînă la 2—3%), dar amplificarea unui astfel de etaj este relativ joasă (15—20 dB) şi randamentul etajului prefinal este mic.

Exemplu. Se dau: $P_s = 0,35$ W; $E_C = 14$ V. Conform relaţiilor

$$P_{C\,adm} \geqslant 2,5P_s = 0,88 \text{ W};$$

$$i_{C\,adm} \geqslant 2,5i_{C0} = \frac{6,25P_s}{E_C} = 0,16 \text{ A}$$

şi

$$u_{CB\,adm} \geqslant 2E_C = 28 \text{ V}$$

se alege tranzistorul de tipul П3Б.

Rezistenţa de sarcină este:

$$R_s' = \frac{E_C^2}{3P_s} = \frac{14^2}{3 \cdot 0,35} = 187\,\Omega;$$

$$i_{C0} = \frac{2,5P_s}{E_C} = \frac{2,5 \cdot 0,35}{14} = 63 \text{ mA}.$$

Luînd $i_{E\,max}=\frac{i_{C\,max}}{\alpha}=\frac{2\cdot 63}{0{,}93}=13{,}5$ mA şi determinînd, cu ajutorul caracteristicilor de intrare

$$u_{EB\,max}=0{,}33 \text{ V} \quad \text{şi} \quad u_{EB\,min}=0{,}13 \text{ V},$$

se obţine:

$$P_{intr}=\frac{135\,(0{,}33-0{,}13)}{8}=3{,}4 \text{ mW}$$

şi

$$K_P=\frac{P_s}{P_{intr}}=\frac{350}{3{,}4}=103\ (20{,}1 \text{ dB}).$$

Etajul de ieşire cu emitorul comun (fig. 10-47)

Calculul aproximativ al lui R_s' şi i_{C0} se poate realiza cu ajutorul aceloraşi formule, ca şi pentru etajul cu baza comună. Tensiunea maximă admisibilă a colectorului, în schema cu emitorul comun al tranzistorului folosit, nu trebuie să fie sub $2E_C$.

Deoarece la tranzistorul folosit în schema cu emitorul comun neliniaritatea caracteristicilor statice este mult mai

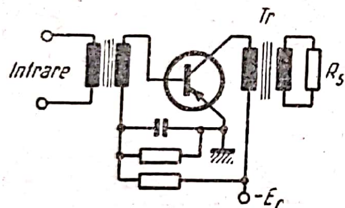
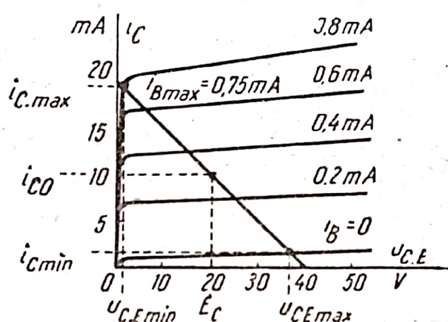


Fig. 10.47. Schema de principiu a etajului de ieşire cu emitorul comun.



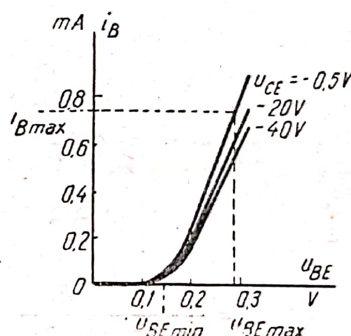


Fig. 10-48. Determinarea valorilor $i_{C\,max}$, $i_{C\,min}$, $i_{B\,max}$, $u_{BE\,max}$ şi $u_{BE\,min}$ din familia caracteristicilor statice ale tranzistorului de tipul П2Б.

accentuată, calculul exact al etajelor de putere poate fi realizat numai prin metoda grafo-analitică, folosindu-se familia de caracteristici de ieşire şi de intrare (fig. 10-48), iar pentru aceasta trebuie să se dispună de caracteristicile tranzistorului respectiv, deoarece diferenţa acestora de la un tranzistor la altul este mare.

După alegerea cu ajutorul formulelor aproximative a valorilor R_s' şi i_{C0}, pe familia caracteristicilor de ieşire se trasează dreapta de sarcină prin punctele $(E_C,\ i_{C0})$ şi $(2E_C,\ 0)$. Apoi în punctele ei de intersecţie cu caracteristicile statice mărginaşe se determină valorile minime şi maxime ale curentului şi tensiunii pe colector. Valoarea exactă a puterii de ieşire se va determina cu relaţia:

$$P_s=\frac{\eta_t\,(i_{C\,max}-i_{C\,min})\,(u_{CE\,max}-u_{CE\,min})}{8}.$$

Din aceeaşi familie se determină curentul maxim al bazei $i_{B\,max}$, pentru care curentul colectorului atinge valorile $i_{C\,max}$.

Apoi se trece la familia caracteristicilor de intrare, cu ajutorul cărora se determină tensiunea maximă a bazei $u_{BE\,max}$, corespunzătoare curentului $i_{B\,max}$ (după caracteristica corespunzătoare tensiunii u_{CEmin}) şi tensiunea minimă a bazei $u_{BE\,min}$ necesară pentru ca curentul bazei să tindă spre zero (după caracteristica corespunzătoare tensiunii $u_{CE\,max}$). Astfel se determină valoarea dublă a amplitudinii curentului şi tensiunii bazei, iar puterea de intrare va fi:

$$P_{intr}=\frac{i_{B\,max}\,(u_{BE\,max}-u_{BE\,min})}{8}$$

şi coeficientul de amplificare în putere:

$$K_P=\frac{P_s}{P_{intr}}.$$

Rezistenţa de intrare medie a tranzistorului este

$$R_{intr}=\frac{u_{BE\,max}-u_{BE\,min}}{i_{B\,max}}.$$

Calculul poate fi corectat, suplimentar, luîndu-se în consideraţie căderea de tensiune constantă în rezistenţa r_1 a conductorului înfăşurării primare a transformatorului de ieşire: pentru aceasta, la trasarea dreptei de sarcină, în locul tensiunii E_C trebuie să se ia

$$U_0=E_C-i_{C0}r_1,$$

iar în locul lui $2E_C$ respectiv $2U_0$.

La etajul cu emitorul comun coeficientul de distorsiuni neliniare este mai mare decît la etajul cu baza comună şi, chiar la alegerea optimă a rezistenţei de ieşire a etajului prefinal, el poate constitui 10%. Valoarea optimă a rezistenţei de ieşire a etajului prefinal, redusă la înfăşurarea secundară a transformatorului de intrare, pentru schema respectivă se află între limitele de 30—600 Ω (valorile mai mici sînt pentru etajele de putere mai mare). Calculul exact al coeficientului de distorsiuni neliniare şi al rezistenţei optime a generatorului poate fi efectuat numai cu ajutorul caracteristicilor individuale ale tranzistorului folosit.

Transformatorul de ieşire se calculează cu ajutorul aceloraşi formule ca şi la etajul realizat cu tuburi (v. p. 150), substituindu-se în locul lui R_a valoarea R_s', iar în loc de I_a şi I_{a0} valoarea i_{C0}.

Exemplu. Se dă: P_s=80 mW; E_C=10 V.

Conform relaţiilor

$$P_{C\,adm}\geqslant 2{,}5P_s=200 \text{ mW};$$

$$i_{C\,adm}\geqslant 2{,}5i_{C0}=\frac{6{,}25P_s}{E_C}=25 \text{ mA}$$

şi

$$u_{CE\,adm} \geqslant 2E_C = 40\ \text{V},$$

se alege tranzistorul de tipul П2Б.

Rezistenţa de sarcină este

$$R'_s = \frac{E_C^2}{3P_s} = \frac{20^2}{3\cdot 0{,}08} = 1670\ \Omega;$$

$$i_{C0} = \frac{2{,}5P_s}{E_C} = \frac{2{,}5\cdot 80}{20} = 10\ \text{mA}.$$

Din caracteristicile statice se determină: $i_{C\,max} = 19{,}5$ mA;

$i_{C\,min} = 1{,}5$ mA; $u_{CE\,min} = 0{,}5$ V; $u_{CE\,max} = 37$ V;

$i_{B\,max} = 0{,}75$ mA; $u_{BE\,min} = 0{,}13$ V; $u_{BE\,max} = 0{,}29$ V.

Luînd $\eta_t = 0{,}9$, se obţine valoarea exactă a puterii de ieşire

$$P_s = \frac{0{,}9\,(19{,}5-1{,}5)\,(37-0{,}5)}{8} = 74\ \text{mW}.$$

Puterea de intrare este

$$P_{intr} = \frac{0{,}75\,(0{,}29-0{,}13)}{8} = 0{,}015\ \text{mW}.$$

Coeficientul de amplificare în putere este

$$K_P = \frac{74}{0{,}015} \approx 5000\ (37\ \text{dB}).$$

Rezistenţa de intrare

$$R_{intr} = \frac{0{,}29-0{,}13}{0{,}75} = 0{,}213\ \text{k}\Omega = 213\ \Omega.$$

Etajul în contratimp cu baza comună în clasă B (fig. 10-49, *a*)

Rezistenţa de sarcină pentru un colector (redusă la jumătatea înfăşurării primare a transformatorului de ieşire) este

$$R'_s \approx \frac{E_C^2}{1{,}3P_s};$$

impulsul maxim al curentului de colector

$$I_{C\,max} \approx \frac{2{,}6P_s}{E_C};$$

puterea maximă disipată pe colectorul unui singur tranzistor

$$P_{C\,max} \approx 0{,}2P_s;$$

impulsul maxim de tensiune pe colector

$$u_{C\,max} = 2E_C;$$

puterea de intrare

$$P_{intr} = \frac{i_{E\,max}u_{EB\,max}}{2}.$$

Rezistenţa de intrare medie a etajului (între emitori)

$$R_{intr} = \frac{4u_{EB\,max}}{i_{E\,max}}.$$

Coeficientul de amplificare

$$K_P = \frac{P_s}{P_{intr}}.$$

Mărimile $i_{E\,max}$ şi $u_{EB\,max}$ se determină cu ajutorul caracteristicilor statice pentru schema cu baza comună; pentru găsirea lui $u_{EB\,max}$ se foloseşte caracteristica de intrare a tranzistorului pentru $u_{CB} = 0$.

Distorsiunile neliniare mici se realizează pentru o rezistenţă de ieşire destul de mare a etajului prefinal (recalculată pentru înfăşurarea secundară a transformatorului de intrare) — de 100 Ω şi mai mult, sau prin folosirea unei polarizări iniţiale mici (de ordinul a 0,1 V pentru tranzistoarele cu germaniu) a joncţiunilor de emitor în sensul direct.

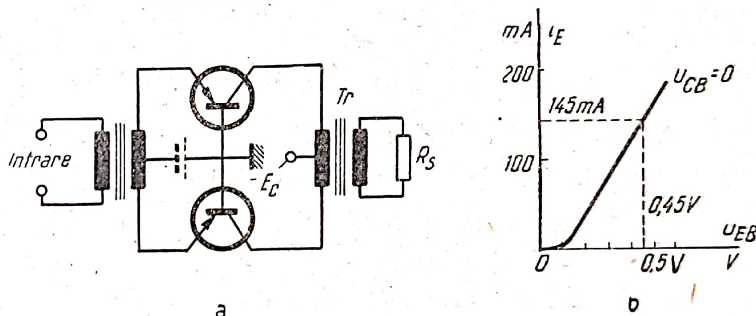


Fig. 10-49. Schema de principiu a etajului de ieşire în contratimp cu baza comună (*a*) şi caracteristica de intrare a tranzistorului П2Б în schema cu baza comună (*b*).

Exemplu. Se dă: $E_C = 20$ V; $P_s = 1$ W.

Se determină:

$$R'_s = \frac{E_C^2}{1{,}3P_s} = \frac{20^2}{1{,}3\cdot 1} = 308\ \Omega;$$

$$i_{C\,max} = \frac{2{,}6P_s}{E_C} = \frac{2{,}6\cdot 1}{20} = 0{,}13\ \text{A} = 130\ \text{mA};$$

$$P_{C\,max} = 0{,}2P_s = 0{,}2\cdot 1 = 0{,}2\ \text{W};$$

$$u_{C\,max} = 2E_C = 2\cdot 20 = 40\ \text{V}.$$

Se aleg tranzistoarele de tipul П2Б

Luîndu-se $i_{E\,max} = \frac{i_{C\,max}}{\alpha} = \frac{0{,}130}{0{,}9} = 145$ mA; se găseşte cu ajutorul caracteristicilor de intrare pentru schema cu *BC* (fig. 10-49, *b*) şi $u_{EB\,max} = 0{,}45$ V:

$$P_{intr} = \frac{i_{E\,max}u_{EB\,max}}{2} = \frac{145\cdot 0{,}45}{2} = 33\ \text{mW};$$

$$R_{intr} = \frac{4u_{EB\,max}}{i_{E\,max}} = \frac{4\cdot 0{,}45}{0{,}145} = 12{,}5\ \Omega;$$

$$K_P = \frac{P_s}{P_{intr}} = \frac{1000}{33} = 30\ (13\ \text{dB}).$$

Etajul în contratimp cu emitorul comun în clasă B (fig. 10-50, *a*)

Pentru calculul lui R'_s; $i_{C\,max}$; $P_{C\,max}$; $u_{C\,max}$ şi K_P sînt valabile formulele date pentru montajul cu baza comună.

Puterea de intrare se calculează cu ajutorul valorilor maxime ale curentului bazei $i_{B\,max}$ şi tensiunii bazei $u_{CE\,max}$, care se determină din caracteristicile statice prin aceleaşi metode ca cele indicate pentru etajul simplu de ieşire cu emitorul comun.

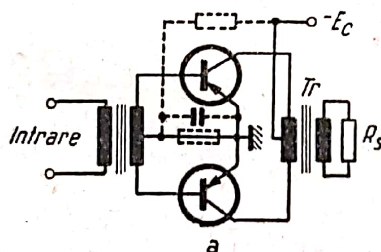
$$P_{intr}=\frac{u_{BE\,max}\,i_{B\,max}}{2}.$$

Rezistenţa de intrare medie a etajului între baze este

$$R_{intr}=\frac{4u_{BE\,max}}{i_{B\,max}}.$$

Distorsiunile neliniare sînt minime pentru o anumită rezistenţă de ieşire optimă a etajului prefinal, care, fiind recalculată faţă de înfăşurarea secundară a transformatorului de intrare, are valorile cuprinse între limitele de 50 şi 1000 Ω (valorile mai mici pentru etajele de putere mai mare).

Reducerea distorsiunilor pentru semnalele mai mici se realizează prin introducerea unei mici negativări iniţiale pe bază (de ordinul a 0,15 V pentru tranzistoarele cu germaniu).



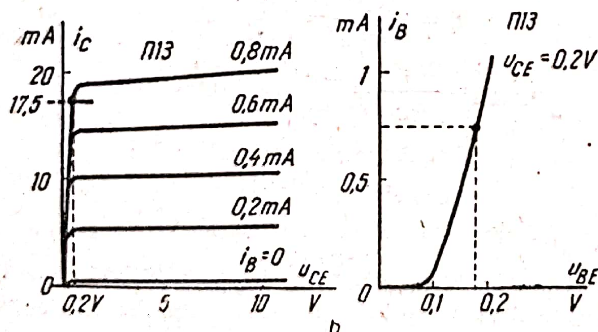


Fig. 10-50. Schema de principiu a etajului de ieşire în contratimp cu emitorul comun (*a*) şi caracteristicile statice ale tranzistorului П13 în schema cu emitorul comun (*b*).

Calculul transformatoarelor de ieşire pentru etajele în contratimp poate fi efectuat cu ajutorul aceloraşi formule ca şi cele folosite pentru etajele în contratimp realizate cu tuburi (v. p. 152), dar în loc de R_{aa} se foloseşte valoarea $2R'_s$, iar în loc de I_a — mărimea $i_{C\,max}$; mărimea I_{a0} se ia egală cu zero.

Exemplu. Se dau: E_C=6 V; P_s=40 mW.

Se determină:

$$R'_s=\frac{6^2}{1{,}3\cdot 0{,}04}=115\ \Omega;$$

$$i_{C\,max}=\frac{2{,}6\cdot 40}{6}=17{,}5\ \text{mA};$$

$$P_{C\,max}=0{,}2\cdot 40=8\ \text{mW};$$

$$u_{C\,max}=2\cdot 6=12\ \text{V}.$$

Se aleg tranzistoarele de tipul П13 şi, cu ajutorul caracteristicilor lor statice, se găseşte: $i_{B\,max}$=0,75 mA; $u_{BE\,max}$=0,18 V;

$$P_{intr}=\frac{0{,}75\cdot 0{,}18}{2}=0{,}068\ \text{mW};$$

$$R_{intr}=\frac{4\cdot 0{,}18}{0{,}75}=0{,}96\ \text{k}\Omega;$$

$$K_P=\frac{40}{0{,}068}=590\ (27{,}7\ \text{dB}).$$

Etajul prefinal (fig. 10-51)

Sarcina etajului prefinal este rezistenţa de intrare a etajului de ieşire (final). Deoarece valoarea acestei rezistenţe nu este mare, pentru legătura dintre etajul prefinal

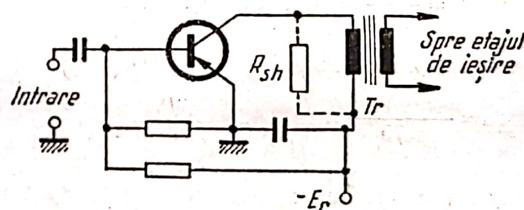


Fig. 10-51. Schema de principiu a etajului prefinal.

şi cel de ieşire se foloseşte, de cele mai multe ori, un transformator coborîtor între etaje. Este raţional ca coeficientul lui de transformare, definit ca

$$n=\frac{w_1}{w_2},$$

să fie ales între limitele

$$n=(0{,}4\ldots 0{,}8)\,\eta_t\,\frac{E_C}{U_{2\,max}},$$

unde E_C este tensiunea pe colectorul tranzistorului etajului prefinal; η_t — randamentul transformatorului dintre etaje, iar U_2 — amplitudinea tensiunii care excită etajul de ieşire. Pentru schema etajului de ieşire cu baza comună

$$U_{2\,max}=\frac{u_{EB\,max}-u_{EB\,min}}{2},$$

iar cu emitorul comun

$$U_{2\,max}=\frac{u_{BE\,max}-u_{BE\,min}}{2}.$$

Pentru schema în contratimp a etajului de ieşire în clasă B cu baza comună

$$U_{2\,max}=2u_{EB\,max},$$

iar cu emitorul comun

$$U_{2\,max}=2u_{BE\,max}.$$

Punctul de lucru al tranzistorului în etajul prefinal trebuie ales pentru un curent al colectorului de cel puţin

$$i_C=\frac{2P_{intr\,2}}{nU_{2\,max}},$$

unde $P_{intr\,2}$ este puterea de intrare a etajului de ieşire.

Chiar dacă valoarea $P_{intr\,2}$ este mică, totuşi i_C nu se alege sub 0,5—1 mA, iar etajul prefinal se calculează ca un amplificator de semnale mici cu rezistenţa de sarcină

$$R'_s=\frac{n^2R_{intr\,2}}{\eta_t},$$

unde $R_{intr\,2}$ este rezistenţa de intrare a etajului final. Dacă $R_{intr\,2}$ este mai mare decît 2—5 mW, atunci, în continuare, calculul etajului prefinal se efectuează la fel ca şi calculul etajului de ieşire cu *EC* în clasă A.

Rezistenţa de ieşire a etajului prefinal poate fi calculată cu ajutorul formulei obişnuite a amplificatorului de semnale mici, substituindu-se valorile parametrilor *h*, corespunzătoare punctului de lucru ales

$$R_{ieş}=\frac{h_{11}+R_g}{h_{22}(h_{11}+R_g)-h_{12}h_{21}},$$

unde R_g reprezintă rezistenţa ce rezultă prin legarea în paralel a tuturor rezistenţelor care şuntează circuitul de intrare al tranzistorului etajului prefinal, inclusiv rezistenţa de ieşire a tranzistorului precedent. Recalculată în raport cu înfăşurarea secundară a transformatorului dintre etaje, ea este egală cu

$$R'_{ieş}=\frac{R_{ieş}}{n^2\eta_t}$$

şi adeseori este mai mare decît cea optimă, din punctul de vedere al minimului de distorsiuni neliniare în etajul de ieşire. In acest caz se recurge la şuntarea înfăşurării primare a transformatorului cu rezistenţa R_{sh}, iar rezistenţa de ieşire se obţine egală cu:

$$R''_{ieş}=\frac{R_{ieş}R_{sh}}{n^2\eta_t(R_{ieş}+R_{sh})}.$$

Pe de altă parte, se micşorează rezistenţa de sarcină a tranzistorului etajului prefinal, care în acest caz are valoarea

$$R''_s=\frac{R'_sR_{sh}}{R'_s+R_{sh}}$$

şi puterea, pe care trebuie să o dezvolte etajul prefinal, trebuie mărită de $\left(1+\frac{R'_s}{R_{sh}}\right)$ ori. Pentru aceasta trebuie mărit de $\left(1+\frac{R'_s}{R_{sh}}\right)$ curentul colectorului i_C.

Calculul constructiv al transformatorului dintre etaje poate fi efectuat cu ajutorul formulelor pentru transformatorul de ieşire al etajului cu tuburi.

Exemple. Etajul final, realizat după schema în contratimp cu *EC* în clasă B, necesită, pentru excitarea lui, $u_{BE\,max}$=0,25 V şi P_{intr}=0,8 mW (R_{intr}=156 Ω).

Pentru asigurarea unor distorsiuni neliniare mici R'_{ie} a etajului prefinal trebuie să fie de circa 2 Ω. Să se calculeze etajul prefinal, dacă E_C=6 V, iar rezistenţa generatorului de semnal care excită este R_g=1,5 kΩ.

Se determină coeficientul de transformare necesar al transformatorului dintre etaje, luînd η_t=0,8 şi $U_{2\,max}$=$=2u_{BE\,max}$=2 · 0,25=0,5 V:

$$n=0{,}6\cdot0{,}8\frac{6}{0{,}5}=5{,}7.$$

In lipsa şuntului, punctul de lucru al tranzistorului, în etajul prefinal, poate fi ales pentru curentul colectorului:

$$i_C=\frac{2P_{intr}}{nU_{2\,max}}=\frac{2\cdot0{,}8}{5{,}7\cdot0{,}5}=0{,}5\ \text{mA}.$$

Se alege tranzistorul de tipul П13, care, pentru curentul i_E=1 mA, are, în schema cu *EC*, parametrii: h_{11}=700 Ω; $h_{12}=4\cdot10^{-4}$; h_{21}=22; h_{22}=12 μʊ.

Rezistenţa de ieşire a tranzistorului pentru R_g=2 kΩ va fi:

$$R_{ieş}=\frac{700+1500}{12\cdot10^{-6}(700+1500)-4\cdot10^{-4}\cdot22}=125\,000\ \Omega,$$

iar rezistenţa de ieşire redusă la înfăşurarea secundară a transformatorului dintre etaje

$$R'_{ieş}=\frac{125\,000}{5{,}7^2\cdot0{,}8}=4800\ \Omega.$$

Această mărime s-a obţinut de 2,4 ori mai mare decît cea cerută (2 kΩ). De aceea, se va folosi şuntul R_{sh}, care, legat în paralel cu $R_{ieş}$, va micşora $R_{ieş}$ de 2,4 ori. Pentru aceasta R_{sh} trebuie luat de aproximativ (2,4—1)=1,4 ori mai mic decît $R'_{eş}$, adică de 82 kΩ.

Intr-adevăr, acum

$$R''_{ieş}=\frac{125\cdot82}{5{,}7^2\cdot0{,}8(125+82)}=1{,}9\ \text{k}\Omega.$$

Recalculată în raport cu înfăşurarea primară, rezistenţa de sarcină, fără şunt, era:

$$R'_s=\frac{n^2R_{intr\,2}}{\eta_t}=\frac{5{,}7^2\cdot156}{0{,}8}=6300\ \Omega,$$

iar cu şunt s-a micşorat de

$$\left(1+\frac{6{,}3}{82}\right)=1{,}08\ \text{ori};$$

adică a devenit de

$$R''_s=\frac{6{,}3}{1{,}08}\approx5{,}8\ \text{k}\Omega.$$

În mod corespunzător, curentul de colector în punctul de lucru trebuie ales de cel puțin 0,56 mA · 1,08=0,61 mA. Se ia $i_E=1$ mA şi, în continuare, calculul etajului poate fi efectuat după formulele pentru amplificatorul de semnale mici cu $R_s=R_s''=5{,}8$ kΩ.

Etajul de amplificare a frecvenței intermediare cu un singur circuit oscilant

Calculul etajelor de amplificare a frecvenței intermediare se efectuează cu ajutorul parametrilor y ai tranzistorului. Fiecare parametru y (admitanță) este reprezentat prin suma dintre conductanță şi susceptanță, susceptanța exprimîndu-se cu ajutorul unui condensator echivalent, a cărui capacitate poate fi atît o mărime pozitivă, cît şi una negativă:

$$y_{11}=g_{11}+j\omega C_{11};$$

$$y_{12}=g_{12}+j\omega C_{12};$$

$$y_{21}=g_{21}+j\omega C_{21};$$

$$y_{22}=g_{22}+j\omega C_{22}.$$

Astfel, pentru efectuarea calculelor trebuie cunoscuți opt parametri (patru conductanțe şi patru susceptanțe), care caracterizează tranzistorul pe frecvența respectivă în punctul de lucru ales. Modul de determinare a acestor parametri este expus în subcap. 10-5. Punctul de lucru al tranzistorului în amplificatorul de frecvență intermediară: $i_E=0{,}5$ mA; $U_C=3\ldots9$ V, în schema cu emitorul comun.

Pentru preîntîmpinarea posibilității de autoexcitare şi a acordului instabil al etajului, reacția internă, proprie tranzistorului, exprimată prin parametrul y_{12}, se neutralizează (fig. 10-52).

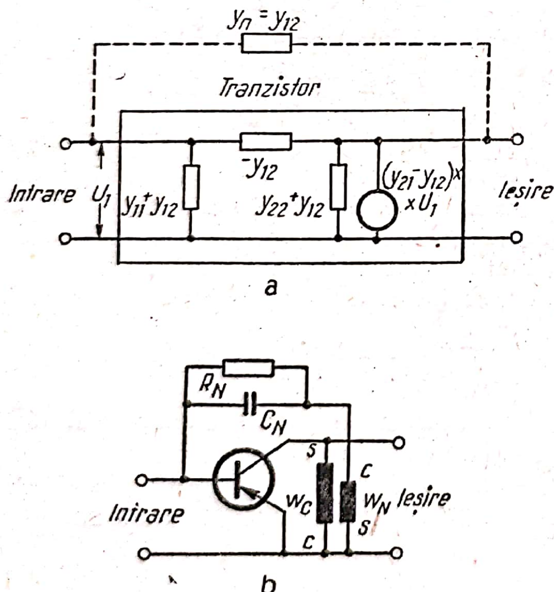


Fig. 10-52. Neutralizarea reacției interne a tranzistorului:
a — principiul de neutralizare a parametrului y_{12};
b — schema reală de neutralizare cu transformator (sursele de alimentare nu sînt arătate).

Din varianta în formă de π a schemei echivalente a tranzistorului cu parametrii y decurge că pentru înlăturarea reacției interne este suficient ca între baza şi colectorul tranzistorului să se conecteze un circuit exterior, a cărui admitanță să fie egală cu y_{12}; pentru tranzistorul neutralizat parametrul y_{12} va fi egal cu zero. În practică acest lucru se realizează prin conectarea circuitului RC printr-un transformator coborîtor, care inversează faza tensiunii de ieşire. Ca transformator se foloseşte o înfăşurare legată inductiv cu bobina circuitului oscilant, sau cu autotransformatorul (fig. 10-53).

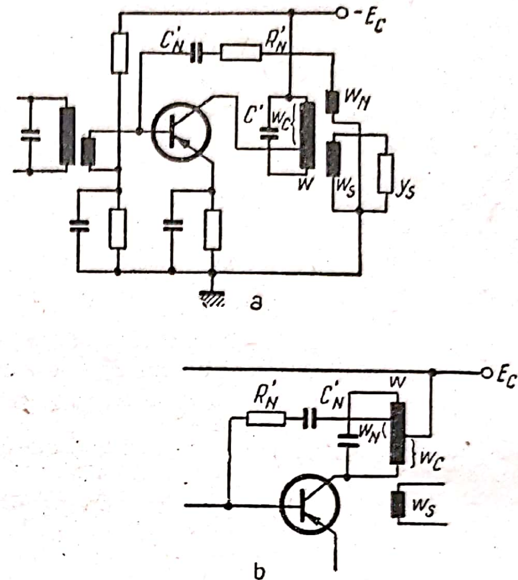


Fig. 10-53. Schema de principiu practică a etajului de amplificare a frecvenței intermediare cu neutralizare (a) şi varianta schemei de neutralizare cu cuplajul prin autotransformator (b).

Este bine ca raportul dintre numărul de spire $n=\dfrac{w_C}{w_N}$ să se aleagă de ordinul a 5-10, elementele necesare ale circuitului de neutralizare calculîndu-se cu ajutorul formulelor:

$$C_N=-nC_{12};\quad R_N=-\frac{1}{ng_{12}}.$$

Pentru varianta schemei cu legarea în serie a elementelor circuitului de neutralizare:

$$C_N'=C_N;$$

$$R_N'=\frac{1}{\omega^2 C_N^2 R_N}.$$

Mai departe, calculul etajului se efectuează după parametrii tranzistorului neutralizat:

$$g_{11N}=g_{11}-ng_{12};\quad C_{11N}=C_{11}-nC_{12};\quad g_{12N}=0;$$

$$C_{12N}=0;\quad g_{21N}=g_{21}-g_{12};\quad C_{21N}=C_{21}-C_{12};$$

$$g_{22N}=g_{22}-\frac{g_{12}}{n};$$

$$C_{22N}=C_{22}-\frac{C_{12}}{n}.$$

Coeficientul maxim de amplificare în putere, pentru frecvența de rezonanță, poate atinge valoarea

$$K_{PN\,max}=\frac{\eta_c\,|y_{21N}|^2}{4g_{11N}g_{22N}}\approx\frac{\eta_c\,|y_{21}|^2}{4g_{11}g_{22}},$$

unde η este randamentul circuitului oscilant, care determină pierderile de putere în el,

$$\eta_c=1-\frac{Q_s}{Q_g};$$

aici Q_s este factorul de calitate al circuitului în sarcină, ținîndu-se seamă de rezistențele introduse din partea schemei în acest circuit, iar Q_g — factorul de calitate al circuitului în gol (în afara schemei). Astfel, pentru preîntîmpinarea pierderilor de putere, în amplificatoarele de frecvență intermediară cu tranzistoare trebuie să se caute obținerea factorului de calitate Q_g maxim al circuitelor oscilante folosite, asigurîndu-se și banda de trecere cerută. Aceasta din urmă va fi determinată de factorul de calitate în sarcină al circuitului Q_s; mărimea necesară a lui Q_s se definește ca

$$Q_s=\frac{f_0}{\Delta f},$$

unde f_0 este frecvența de rezonanță a etajului, iar Δf — banda de trecere cerută la nivelul — 3 dB.

Pentru realizarea coeficientului maxim de amplificare în putere $K_{PN\,max}$ trebuie calculat corect cuplajul circuitului oscilant cu tranzistorul.

Circuitul oscilant în amplificatorul de frecvență intermediară cu tranzistoare servește nu numai pentru a-i da amplificatorului proprietăți selective, dar și pentru îndeplinirea funcțiilor de adaptare a admitanței sarcinii y_s cu admitanța de ieșire y_{22N} a tranzistorului.

Amplificarea maximă în putere este asigurată cu condiția ca rezistențele active introduse în circuit din partea sarcinii și cele introduse din partea ieșirii tranzistorului să fie egale. De aici decurge și raportul necesar dintre numărul de spire w_c și w_s:

$$\frac{w_c}{w_s}=\frac{m}{l}\sqrt{\frac{g_s}{g_{22N}}},$$

unde $m=\frac{w_c}{w}$ este coeficientul de cuplaj al circuitului cu tranzistorul, iar $l=\frac{w_s}{w}$ — coeficientul de cuplaj al circuitului cu sarcina. Pentru calculul definitiv al circuitului oscilant trebuie aleasă impedanța lui caracteristică

$$\rho=\omega L=\frac{1}{\omega C}\sqrt{\frac{L}{C}},$$

alegînd o anumită valoare a capacității C sau a inductanței L. Pentru rezolvarea acestei probleme trebuie avute în vedere considerațiile legate de acordul stabil și obținerea unui factor de calitate în gol bun.

Coeficientul de cuplaj necesar al circuitului cu tranzistorul pentru valorile calculate ale lui g_{22N}, ρ, Q_s și η_c se va determina cu ajutorul formulei

$$m=\sqrt{\frac{\eta_c}{2Q_s\rho g_{22N}}}.$$

După calculul mărimii m, pe baza valorii $\frac{w_c}{w_s}$ deja obținute, se determină valoarea necesară a coeficientului l.

În scopul simplificării construcției bobinei, uneori se ia $m=1$ ($w_c=w$). Atunci mărimea ρ se determină univoc din ultima relație ca:

$$\rho=\frac{\eta_c}{2Q_sg_{22N}}$$

și cu ajutorul ei se calculează valori necesare ale lui L și C.

Tot în scopul simplificării construcției bobinelor, adeseori se alege $w_N=w_s$, adică $n=\frac{m}{l}$. În acest caz, circuitul de neutralizare se conectează direct între bazele tranzistoarelor a două etaje alăturate.

O adaptare totală cere, de asemenea, satisfacerea unor anumite relații între componentele reactive introduse în circuitul oscilant. Aceste cerințe se reduc la aceea că circuitul oscilant se acordează la rezonanță pe frecvența amplificată, ținîndu-se seamă de capacitățile introduse, și se prevede conectarea la circuitul oscilant al condensatorului C', a cărui capacitate este micșorată, față de capacitatea C folosită în calcule, cu suma capacităților introduse:

$$C'=C-(m^2C_{22N}+l^2C_s+C_m),$$

unde C_m este capacitatea de montaj a circuitului, care include și capacitatea proprie a bobinei de inducție L.

Admitanța de intrare a tranzistorului în etajul neutralizat este

$$y_{intr}=y_{11N}$$

și nu depinde de rezistența de sarcină a etajului. Același lucru se referă la admitanța de ieșire a tranzistorului, care, în etajul neutralizat, nu depinde de rezistența generatorului de semnal:

$$y_{ieș}=y_{22N}.$$

Astfel, neutralizarea permite să se efectueze acordul circuitelor oscilante în amplificatorul cu mai multe etaje, acestea fiind independente, și ușurează esențial punerea la punct a amplificatorului.

Exemplu. Să se calculeze etajul de amplificare a frecvenței intermediare $f_0=465$ kHz cu banda de trecere $\Delta f=12$ kHz, cu tranzistorul de tipul П12. În punctul de lucru ($u_C=6$ V; $i_E=1$ mA), pe frecvența de 465 kHz, parametrii lui sînt: $g_{11}=1{,}38$ m℧; $g_{12}=-7{,}85$ μ℧; $g_{21}=30$ mA/V; $g_{22}=25{,}6$ μ℧; $C_{11}=850$ pF; $C_{12}=-14{,}5$ pF; $C_{21}=1840$ pF; $C_{22}=45{,}5$ pF.

Se alege coeficientul de transformare în circuitul de neutralizare $b=\frac{w_c}{w_N}=6$. În acest caz elementele circuitului de neutralizare trebuie să fie:

$$C_N=-nC_{12}=-6(-14{,}5)=87\ \text{pF};$$

$$R_N=-\frac{1}{ng_{12}}=-\frac{1}{6(-7{,}85\cdot10^{-6})}=21\cdot10^3\ \Omega,$$

iar în varianta în care R'_N și C'_N sînt conectate în serie:

$$C'_N=C_N=87\ \text{pF};$$

$$R'_N=\frac{1}{\omega^2C_N^2R_N}=\frac{1}{(2\pi465\cdot10^3)^2(87\cdot10^{-12})^2\,21\cdot10^3}=720\ \Omega.$$

Factorul de calitate în sarcină al circuitului oscilant trebuie să fie:

$$Q_s = \frac{465}{12} = 39.$$

Se consideră $Q_g = 150$ şi se obţine randamentul circuitului oscilant:

$$\eta_c = 1 - \frac{39}{150} = 0,74.$$

Se determină parametrii tranzistorului neutralizat:

$$g_{11N} = g_{11} - ng_{12} = 1,38 \cdot 10^{-3} - 6(-7,85 \cdot 10^{-6}) = 1,43 \cdot 10^{-3}\ \mho;$$

$$g_{21N} = g_{21} - g_{12} \approx g_{21} = 30 \cdot 10^{-3}\ \mho; \quad g_{22N} = g_{22} - \frac{g_{12}}{n} =$$

$$= 25,6 \cdot 10^{-6} + \frac{7,85 \cdot 10^{-6}}{6} = 27 \cdot 10^{-6}\ \mho;$$

$$C_{11N} = C_{11} - nC_{12} = 850 + 6 \cdot 14,5 = 937 \text{ pF};$$

$$C_{21N} = C_{21} - C_{12} = -1840 + 14,5 = -1825 \text{ pF};$$

$$C_{22N} = C_{22} - \frac{C_{12}}{n} = 45,5 + \frac{14,5}{6} = 48 \text{ pF}.$$

Coeficientul de amplificare maxim este:

$$K_{PN\,max} = \frac{\eta_c\,[g_{21}^2 + (2\pi f_0 C_{21})^2]}{4 g_{11N} g_{22N}} =$$

$$= \frac{0,74\,[(30 \cdot 10^{-3})^2 + (-2 \cdot 3,14 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 1825 \cdot 10^{-6})^2]}{4 \cdot 1,43 \cdot 10^{-3} \cdot 27 \cdot 10^{-6}} = 4640,$$

adică 36,7 dB.

Considerînd că sarcina utilă a etajului respectiv este rezistenţa de intrare a etajului următor (de amplificare a frecvenţei intermediare), se ia $g_s = g_{11N} = 1,43 \cdot 10^{-3}\ \mho$.

In acest caz raportul dintre spire este

$$\frac{w_c}{w_s} = \sqrt{\frac{g_s}{g_{22N}}} = \sqrt{\frac{1,43 \cdot 10^{-3}}{27 \cdot 10^{-6}}} = 7,3.$$

Din consideraţii legate de realizarea unui acord stabil, se alege capacitatea circuitului oscilant $C = 300$ pF. Rezultă

$$\rho = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 300 \cdot 10^{-12}} = 1140\ \Omega.$$

şi coeficientul de cuplaj al circuitului cu tranzistorul:

$$m = \frac{w_c}{w} \sqrt{\frac{\eta_c}{2 Q_s \rho g_{22N}}} = \sqrt{\frac{0,74}{2 \cdot 39 \cdot 1140 \cdot 27 \cdot 10^{-6}}} = 0,56.$$

Coeficientul de cuplaj cu sarcina

$$l = \frac{w_s}{w} = m\,\frac{w_s}{w_c} = \frac{0,56}{7,3} = 0,077.$$

Astfel, bobina circuitului oscilant trebuie să aibă ieşiri de la 56% din spire pentru cuplajul cu colectorul ($m = 0,56$) şi de la $\left(56\% + \frac{56\%}{6}\right) = 65,5\%$ ($n = 6$) pentru circuitul de neutralizare (considerînd de la capătul conectat la colectorul tranzistorului), iar bobina de cuplaj cu tranzistorul următor, în lipsa inductanţei de pierderi (la aşezarea ei pe miezul comun cu bobina de circuit), trebuie să conţină 7,7% ($l = 0,077$) din numărul total de spire ale bobinei circuitului.

Considerînd $C_m = 15$ pF şi $C_s = C_{11N}$, se determină capacitatea necesară a condensatorului din schema circuitului oscilant:

$$C' = C - (m^2 C_{22N} + l^2 C_s + C_m) =$$

$$= 300 - (0,56^2 \cdot 48 + 0,077^2 \cdot 937 + 15) = 264 \text{ pF}.$$

10-7. SCHEME PRACTICE CU DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Amplificatorul pentru aparatul acustic (fig. 10-54)

Coeficientul de amplificare este de circa 70 dB. Puterea de ieşire — 2 mW. Rezistenţa căştii în curent continuu — 250 Ω. Prin alegerea unei rezistenţe în etajul final de

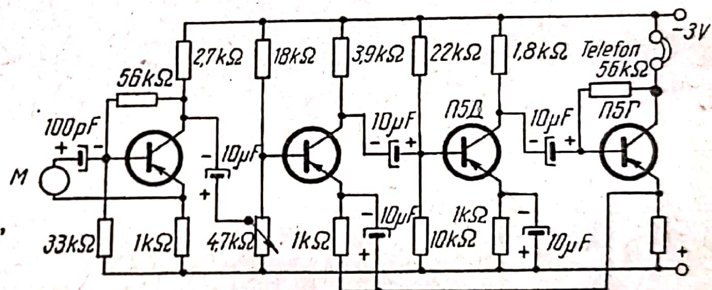


Fig. 10-54. Schema amplificatorului pentru aparatul acustic.

56 Ω se precizează punctul de lucru al acestui etaj: curentul lui de colector trebuie să fie de 2 mA. In schemă pot fi folosite, de asemenea, tranzistoare de tipul П13Б (în primele două etaje) şi П13А (în etajele al treilea şi al patrulea). Ca microfon poate fi folosită atît capsula piezoelectrică, cît şi cea electromagnetică.

Amplificatorul pentru picup (fig. 10-55)

Puterea de ieşire este de 400 mW pentru tensiunea de intrare de aproximativ 300 mV. Banda frecvenţelor amplificate este de 60—8000 Hz. Consumul mediu de curent, la reproducerea muzicii, este de circa 30 mA. Termorezistenţa *TR* de tipul KMT-12, de 130 Ω (la temperatura de 20 °C), asigură stabilizarea termică a tranzistoarelor din etajul de ieşire. Prin alegerea rezistenţei însemnate cu o steluţă (3 kΩ), se stabileşte curentul iniţial al colectoarelor tranzistoarelor din etajul de ieşire (de tipul П13А). In lipsa semnalului, el trebuie să fie de 3 mA. Ambele transformatoare se montează pe miezuri din tablă Ш-12, avînd garnitura de 18 mm. Transformatorul Tr_1 are înfăşurările: *I* — 1950 spire de conductor ПЭЛ 0,12; *II* — 2×500 spire de conductor ПЭЛ 0,3 (ambele braţe se înfăşoară simultan

în două conductoare). Transformatorul Tr_2 are următoarele înfășurări: I — 2×158 spire de conductor ПЭЛ 0,4 (ambele brațe se înfășoară de asemenea simultan în două conductoare); II — 64 spire de conductor ПЭЛ0,8 (sub rezistența bobinei acustice a difuzorului de 5 Ω). Brațul picupului poate să fie atît piezoelectric, cît și electromagnetic de mare rezistență.

Fig. 10-55. Schema amplificatorului pentru picup.

să aibă o rezistență de cel mult 0,15 Ω. Termorezistența neliniară TR se ia de tipul MMT-9 de 50 Ω (la temperatura de 20 °C). Potențiometrul R_1 servește pentru stabilirea punctului de lucru inițial al tranzistorului din etajul de ieșire.

Curentul inițial al colectoarelor fiecăruia dintre tranzistoarele П203, în lipsa semnalului, este de 15 mA. Pentru simetrizarea curenților ambelor brațe servește potențiometrul R_2.

Transformatorul dintre etaje Tr_1 se confecționează pe un miez din tablă, Ш-12, garnitura de 18 mm fără interstiții. Înfășurarea I este formată din 690 de spire, înfășurarea II — din 110 spire, înfășurările III și IV conțin cîte 850 de spire fiecare. Toate înfășurările se realizează din conductorul ПЭЛ 0,17.

Transformatorul de ieșire Tr_2 se montează pe un miez din tablă Ш-15, garnitura este de 20 mm, cu interstițiu de 0,1 mm. Înfășurarea I conține 44 perechi de spire de conductor ПЭЛ 0,8, iar înfășurarea II — 46 perechi de spire din același conductor.

Amplificatorul este calculat pentru lucrul cu difuzor, cu rezistența bobinei acustice în curent continuu de 3,5 Ω. Pentru picup, la amplificator trebuie să se adauge un etaj de preamplificare, construit, de exemplu, după schema primului etaj al amplificatorului precedent.

Amplificatorul de 4 wați (fig. 10-56)

Amplificatorul de acest tip poate fi folosit în radioreceptorul de automobil, alimentarea făcîndu-se de la acumulatorul de bord, sau în radioreceptoarele, inclusiv cele portabile, care se alimentează de la acumulatoare, baterii sau de la rețea. Consumul de curent în lipsa semnalului este de aproximativ 70 mA, iar la o putere de ieșire maximă, pînă la 1 A. Randamentul etajului de ieșire atinge 75%. Semnalul de intrare este de circa 0,5 V. Coeficientul de distorsiuni neliniare nu depășește 3% pentru puterea de ieșire de pînă la 3 W. Banda frecvențelor amplificate este de 50—10 000 Hz.

Fig. 10-56. Schema amplificatorului de 4 W.

Pentru protecția tranzistoarelor de putere și a schemei împotriva deteriorărilor în amplificator s-au introdus trei siguranțe fuzibile; două dintre ele (de 1 A) trebuie

Amplificator de putere pentru centrul de radioficare (fig. 10-57)

Puterea de ieșire a amplificatorului este de 30 W. Banda frecvențelor de lucru este de 150—4 000 Hz. Coeficientul de distorsiuni neliniare este de cel mult 8%. Tensiunea nominală a semnalului de intrare este de 200 mV. Alimentarea se realizează de la acumulatoare sau de la rețeaua de curent alternativ printr-un redresor de 24 V, care asigură un curent de 2 A.

In calitate de termorezistență TR se folosesc opt termorezistențe de tipul MMT-1, de 2 kΩ, legate în paralel.

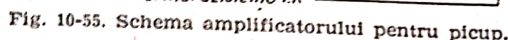
Potențiometrul R_1 servește pentru stabilirea curentului inițial al colectoarelor celui de-al doilea etaj de 4 mA (în lipsa semnalului). Potențiometrul R_2 servește pentru simetrizarea curenților de colector în acest etaj. Potențiometrul R_3 servește pentru stabilirea curentului inițial al colectorilor etajului de ieșire de 100 mA. La puterea de ieșire maximă acest curent este de 2 A.

Tranzistoarele П3В se prevăd cu plăci speciale suplimentare de aluminiu pentru răcire, cu grosimea de 6 mm, care au o suprafață de 70—100 cm². Tranzistoarele П4В se prevăd cu radiatoare sub formă de plăci de aluminiu cu grosimea de 6 mm și cu dimensiunile 200×200 mm.

Transformatorul Tr_1 se montează pe un miez din tablă cu garnitura de 22 mm. Înfășurarea I este formată din 2400 spire de conductor ПЭЛ0,12 iar înfășurarea II — din 2×260 spire de conductor ПЭЛ 0,21.

Transformatorul Tr_2 se montează pe un miez din tablă Ш-15, cu garnitura de 40 mm. Înfășurarea I este for-

în două conductoare). Transformatorul Tr_2 are următoarele înfășurări: *I* — 2×158 spire de conductor ПЭЛ 0,4 (ambele brațe se înfășoară de asemenea simultan în două conductoare); *II* — 64 spire de conductor ПЭЛ0,8 (sub rezistența


Fig. 10-55. Schema amplificatorului pentru picup.

bobinei acustice a difuzorului de 5 Ω). Brațul picupului poate să fie atît piezoelectric, cît și electromagnetic de mare rezistență.

Amplificatorul de 4 wați (fig. 10-56)

Amplificatorul de acest tip poate fi folosit în radioreceptorul de automobil, alimentarea făcîndu-se de la acumulatorul de bord, sau în radioreceptoarele, inclusiv cele portabile, care se alimentează de la acumulatoare, baterii sau de la rețea. Consumul de curent în lipsa semnalului este de aproximativ 70 mA, iar la o putere de ieșire maximă,


Fig. 10-56. Schema amplificatorului de 4 W.

pînă la 1 A. Randamentul etajului de ieșire atinge 75%. Semnalul de intrare este de circa 0,5 V. Coeficientul de distorsiuni neliniare nu depășește 3% pentru puterea de ieșire de pînă la 3 W. Banda frecvențelor amplificate este de 50—10 000 Hz.

Pentru protecția tranzistoarelor de putere și a schemei împotriva deteriorărilor în amplificator s-au introdus trei siguranțe fuzibile; două dintre ele (de 1 A) trebuie să aibă o rezistență de cel mult 0,15 Ω. Termorezistența neliniară *TR* se ia de tipul MMT-9 de 50 Ω (la temperatura de 20 °C). Potențiometrul R_1 servește pentru stabilirea punctului de lucru inițial al tranzistorului din etajul de ieșire. Curentul inițial al colectoarelor fiecăruia dintre tranzistoarele П203, în lipsa semnalului, este de 15 mA. Pentru simetrizarea curenților ambelor brațe servește potențiometrul R_2.

Transformatorul dintre etaje Tr_1 se confecționează pe un miez din tablă, Ш-12, garnitura de 18 mm fără interstiții. Înfășurarea *I* este formată din 690 de spire, înfășurarea *II* — din 110 spire, înfășurările *III* și *IV* conțin cîte 850 de spire fiecare. Toate înfășurările se realizează din conductorul ПЭЛ 0,17.

Transformatorul de ieșire Tr_2 se montează pe un miez din tablă Ш-15, garnitura este de 20 mm, cu interstițiu de 0,1 mm. Înfășurarea *I* conține 44 perechi de spire de conductor ПЭЛ 0,8, iar înfășurarea *II* — 46 perechi de spire din același conductor.

Amplificatorul este calculat pentru lucrul cu difuzor, cu rezistența bobinei acustice în curent continuu de 3,5 Ω. Pentru picup, la amplificator trebuie să se adauge un etaj de preamplificare, construit, de exemplu, după schema primului etaj al amplificatorului precedent.

Amplificator de putere pentru centrul de radioficare (fig. 10-57)

Puterea de ieșire a amplificatorului este de 30 W. Banda frecvențelor de lucru este de 150—4 000 Hz. Coeficientul de distorsiuni neliniare este de cel mult 8%. Tensiunea nominală a semnalului de intrare este de 200 mV. Alimentarea se realizează de la acumulatoare sau de la rețeaua de curent alternativ printr-un redresor de 24 V, care asigură un curent de 2 A.

In calitate de termorezistență *TR* se folosesc opt termorezistențe de tipul MMT-1, de 2 kΩ, legate în paralel.

Potențiometrul R_1 servește pentru stabilirea curentului inițial al colectoarelor celui de-al doilea etaj de 4 mA (în lipsa semnalului). Potențiometrul R_2 servește pentru simetrizarea curenților de colector în acest etaj. Potențiometrul R_3 servește pentru stabilirea curentului inițial al colectorilor etajului de ieșire de 100 mA. La puterea de ieșire maximă acest curent este de 2 A.

Tranzistoarele П3В se prevăd cu plăci speciale suplimentare de aluminiu pentru răcire, cu grosimea de 6 mm, care au o suprafață de 70—100 cm². Tranzistoarele П4В se prevăd cu radiatoare sub formă de plăci de aluminiu cu grosimea de 6 mm și cu dimensiunile 200×200 mm.

Transformatorul Tr_1 se montează pe un miez din tablă cu garnitura de 22 mm. Înfășurarea *I* este formată din 2400 spire de conductor ПЭЛ0,12 iar înfășurarea *II* — din 2×260 spire de conductor ПЭЛ 0,21.

Transformatorul Tr_2 se montează pe un miez din tablă Ш-15, cu garnitura de 40 mm. Înfășurarea *I* este for-

mată din 2×558 spire de conductor ПЭЛ 0,2, iar înfășurarea *II* — din 2×128 spire de conductor ПЭЛ 0,45.

Transformatorul Tr_3 se montează pe un miez din tablă Ш-19, cu garnitura de 40 mm. Înfășurarea *I* este formată din 2×80 spire de conductor ПЭЛ 1,25, iar înfășurarea *II* — din 90 perechi de spire din conductorul ПЭЛ 1,25, care se leagă în paralel, pentru obținerea a 15 V, sau în serie, pentru obținerea a 30 V tensiune de ieșire.

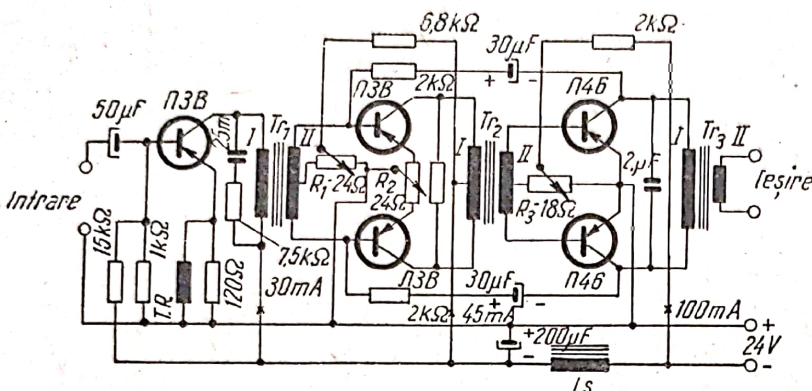


Fig. 10-57. Schema amplificatorului de putere pentru centrul de radioficare.

Toate înfășurările fiecărui transformator sînt bobinate împreună (în patru conductoare). Două conductoare formează două brațe (jumătăți) ale înfășurării primare, iar celelalte două conductoare — două brațe ale înfășurării secundare.

Bobina de șoc $L_ș$ se confecționează pe un miez din tablă Ш-11, cu garnitura de 22 mm cu interstițiul de 1 mm. Înfășurarea este formată din 1500 spire de conductor ПЭЛ 0,27.

Pentru lucrul cu picup amplificatorul trebuie să fie precedat de un etaj care să asigure o înaltă rezistență de intrare (amplificarea suplimentară în tensiune poate să lipsească: $K_U=1$).

Receptorul de buzunar cu amplificare directă (fig. 10-58)

Receptorul este destinat pentru recepția stațiilor de radio locale, care lucrează în gama de unde lungi (700—1800 m). Ca difuzor se folosește o capsulă de tipul

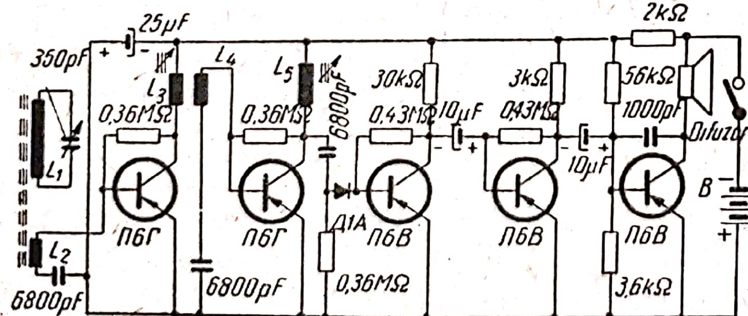


Fig. 10-58. Schema receptorului de buzunar cu amplificare directă.

ДЭМ-4. Alimentarea se realizează de la trei elemente de tipul ФБС, legate în serie. Bobinele L_1 (250 de spire) și L_2 (12 spire) se înfășoară cu un conductor ПЭЛШО 0,12 pe o tijă de ferită cu lungimea de 90 mm și diametrul de 7 mm. Bobinele L_3, L_4 se confecționează într-un miez de tipul СБ-1а din fier carbonilic și sînt formate respectiv din 300 și 30 de spire de conductor ПЭЛ 0,1. Bobina L_5 se confecționează pe un miez identic și este formată din 450 de spire de conductor ПЭЛ 0,1.

În receptor pot fi folosite, de asemenea, tranzistoare de tipul П14 și П15 (în loc de П6Г) și П13 sau П13А (în loc de П6В).

Receptorul superheterodină portativ (fig. 10-59)

Receptorul este destinat pentru recepția în gama undelor medii a stațiilor locale pe o antenă de ferită interioară și a stațiilor îndepărtate, folosind o antenă exterioară. În deplasare alimentarea receptorului se realizează de la un acumulator, iar în condițiile de staționare, se poate face de la rețeaua de curent alternativ, făcîndu-se totodată încărcarea acumulatoarelor.

Bateria de acumulatoare este formată din patru acumulatoare miniatură de tipul ЦНК 0,4 și dezvoltă o tensiune de circa 6 V. Încărcarea lor se realizează cu ajutorul unei diode de tipul ДГ-Ц27 prin rezistența *R*, a cărei mărime trebuie să fie de 2,5 kΩ, la o tensiune a rețelei de 110/127 V și 5 kΩ, la 200 V (rezistența este de sîrmă de 10 W). Puterea de ieșire a receptorului depășește 100 mW.

Sensibilitatea la recepția pe o antenă interioară atinge 1 mV/m. Frecvența intermediară este de 465 kHz.

Jacul pentru conectarea antenei exterioare are un contact automat care la recepția pe antena interioară închide condensatorul C_1 la pămînt.

Bobina L_1 se înfășoară pe o tijă de ferită plană cu dimensiunile de 100×20×3 mm și conține 93 de spire liță ЛЭШО 15×0,05 cu o ramificație la spira 6. Bobina L_2 se confecționează pe o tijă cilindrică de ferită cu diametrul de 2,8 mm și cu lungimea de 16 mm și este formată din 160 de spire, realizate din cinci conductoare ПЭЛ 0,06 așezate împreună. Prizele de bobină (considerînd de la capătul de jos, după schema de principiu) se fac de la spirele 6 și 14.

Bobinele circuitelor de frecvență intermediară se confecționează pe miezuri de ferită blindate, cu diametrul de 8,6 mm și înălțimea de 8 mm (ambele cupe), prevăzute cu tije de acordare, cu diametrul de 2,8 și lungimea de 12 mm. Bobina L_3 este formată din 80 de spire de conductor ПЭЛ 0,09. Bobina L_4 conține 24 de spire din același conductor. Bobinele L_5 și L_7 sînt formate din 160 de spire de conductor ПЭЛ 0,09, fiecare cu o priză (numărînd de la capetele de jos, conform schemei) de la spira 125. Bobina L_6 și L_8 conțin cîte 40 de spire din același conductor. Toate miezurile bobinelor de înaltă frecvență sînt realizate din ferita Ф-600.

Transformatoarele de joasă frecvență Tr_1 și Tr_2 se confecționează pe miezurile ОШ-6 din oxifer M-2000 sau pe miezuri din permalloy 45%, tablă Ш-6 cu garnitura de 6 mm. Înfășurarea primară a transformatorului Tr_1 este formată din 1600 de spire, iar cea secundară — din 500 de perechi de spire de conductor ПЭЛ 0,1. Transformatorul Tr_2 are înfășurarea primară formată din 245 de spire de conductor ПЭЛ 0,35 (mai mică decît rezistența bobinei mobile a difuzorului de 7,5 Ω).

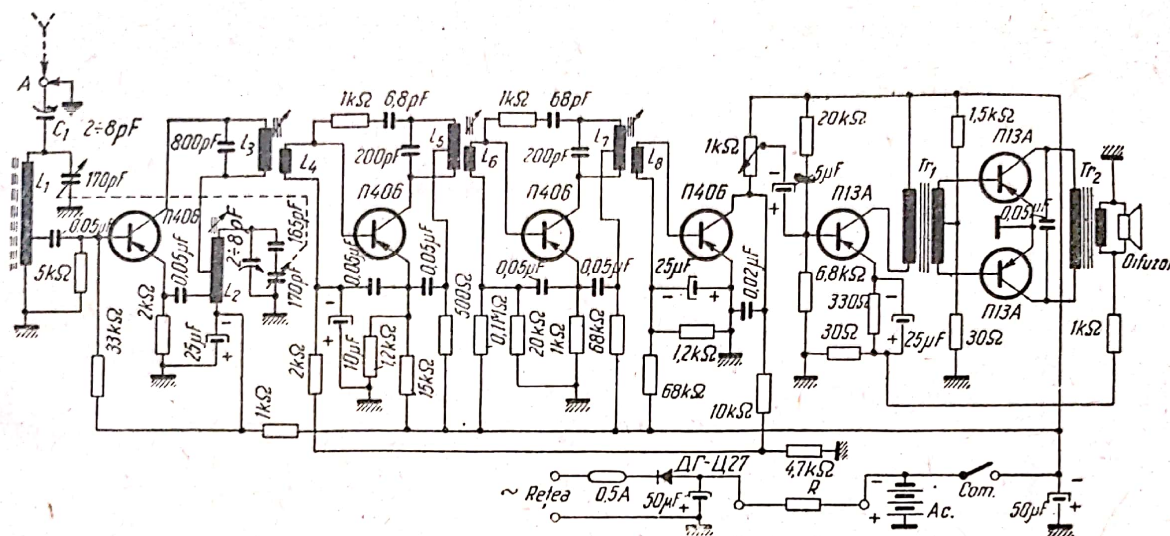


Fig. 10-59. Schema receptorului superheterodină portativ.

Canalul de imagine al receptorului de televiziune (fig. 10-60)

Receptorul este calculat pentru lucrul cu cinescop de tipul 18ЛК5Б sau 18ЛК10А. Sensibilitatea receptorului este de ordinul a 800 µV. Pentru a o mări pînă la 200 µV trebuie să se adauge încă un etaj de amplificare a frecvenței intermediare. Banda de trecere a amplificatorului de frecvență intermediară este de la 27,75 pînă la 34,25 MHz, iar a videoamplificatorului este mai mare de 4,5 MHz.

Datele bobinelor de circuit pentru acordarea pe primul program (49,75—56,26 MHz); L_1 — 8 spire de conductor ПЭЛЩО 0,2 cu priză de la spira 3; L_2 — 8 spire de conductor ПЭЛШО 0,2; L_4 — 7 spire de conductor ПЭЛШО 1,2; bobinele L_3 și L_5 sînt formate din 3 spire de conductor ПЭЛШО 0,12 fiecare și se înfășoară peste bobinele L_2 și L_4.

Bobinele L_1—L_5 se realizează pe carcase cu diametrul de 9 mm, prevăzute cu miezuri de reglare a acordului.

Bobinele L_6—L_{13} ale circuitelor de frecvență intermediară se confecționează din conductorul ПЭЛШО 0,12 care se înfășoară pe carcase de același tip și conțin următorul număr de spire: L_6, L_8, L_{10} și L_{12} — din 11 spire cu priză de la spira a 8-a fiecare; L_7, L_9 și L_{11} — a cîte 3 spire fiecare (se înfășoară peste bobinele L_6, L_8 și L_{10}, respectiv); L_{13} — 7 spire (se înfășoară peste bobina L_{12}).

Bobina de șoc $Lș_1$ este formată din 25 de spire de conductor ПЭЛШО 0,08, înfășurate pe rezistența МЛТ-05 de 0,1 MΩ. Bobinele de șoc $Lș_2$, $Lș_3$ și $Lș_4$ au o înfășurare „Universal" și sînt formate din 35 de spire ($Lș_2$) și 110 spire ($Lș_3$ și $Lș_4$) din conductor ПЭЛШО 0,1; carcasele au diametrul de 2 mm.

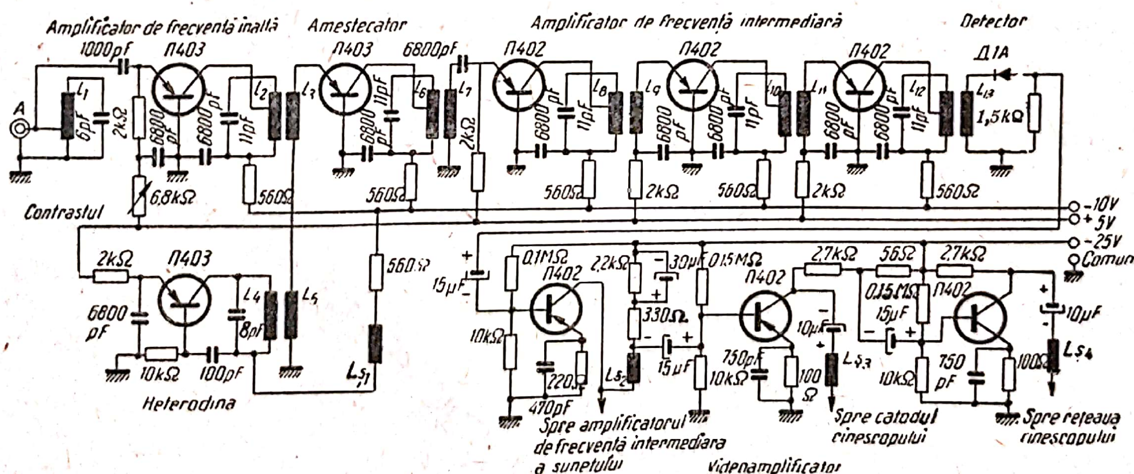


Fig. 10-60. Schema canalului de imagine al receptorului de televiziune.

Convertizorul de tensiune continuă pentru alimentarea circuitelor anodice ale tuburilor receptorului cu baterii (fig. 10-61)

Convertizorul (cu tranzistoare de tipul П2Б) dă o tensiune de 70—80 V la un curent de sarcină de pînă la 20 mA şi consumă, de la sursa primară, un curent de aproximativ 0,3 A, asigurînd o economicitate şi siguranţă de funcţionare mai mare în comparaţie cu vibratorul.

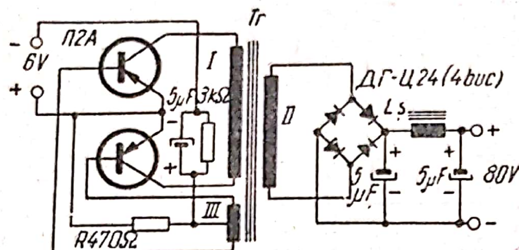


Fig. 10-61. Schema convertizorului de tensiune constantă.

Transformatorul şi bobina de şoc se realizează pe miezurile Ш-16 cu garnitura de 16 mm. Infăşurările transformatorului: *I* — 2×33 spire ПЭЛ 0,35; *II* — 540 spire ПЭЛ 0,12; *III* — 2×10 spire ПЭЛ 0,15. Bobina de şoc are 300 spire de conductor ПЭЛ 0,2.

Filtrul de nivelare cu tranzistor (fig. 10-62)

Filtrul cu tranzistor este echivalent filtrului cu bobină de şoc, a cărui inductanţă, la un curent de 50 mA, este de

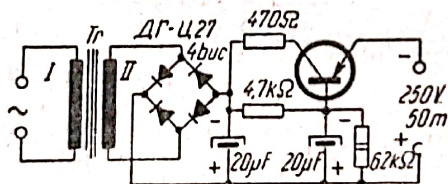


Fig. 10-62. Schema unui filtru de netezire a pulsaţiilor cu transformator.

20 H. Afară de nivelarea pulsaţiei, tranzistorul (de tipul П2А), lucrînd ca repetor pe emitor, creează o rezistenţă mică de ieşire a redresorului (200—500 Ω).

Regulatoare de tensiune şi de curent (fig. 10-63)

In cazul în care este necesar să se realizeze reducerea tensiunilor continue cu ajutorul potenţiometrelor sau al divizoarelor, curentul care circulă prin acestea se alege de obicei de cîteva ori mai mare decît curentul maxim prin sarcină, ceea ce duce la pierderi considerabile de energie. Folosirea unui tranzistor în montaj cu un potenţiometru (schema *a*) permite să se păstreze caracteristicile de sarcină ale potenţiometrului la mărirea rezistenţei lui de $\frac{1}{1-\alpha}$ ori, în timp ce de la sursă se consumă practic doar curentul necesar sarcinii.

Pentru obţinerea unui curent continuu, independent de rezistenţa prin care circulă acesta, este necesară folosirea unei surse de înaltă tensiune, care să depăşească cu mult tensiunea maximă pe sarcină, iar în serie cu aceasta se conectează o rezistenţă fixă mare în care se pierde o cantitate considerabilă de energie. Conectînd tranzistorul după

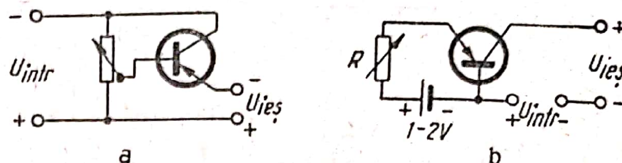


Fig. 10-63. Schema de regulatoare de tensiune (*a*) şi de curent (*b*).

schema *b*, se poate obţine practic un curent independent de rezistenţa de sarcină avînd tensiunea sursei U_{intr} egală cu căderea maximă de tensiune pe sarcină. Variind rezistenţa *R* din circuitul auxiliar de joasă tensiune se poate regla curentul în sarcină.

Termometrul electric (fig. 10-64)

O punte neechilibrată, care are într-unul din braţe o *rezistenţă termică*, permite să se efectueze măsurarea de la distanţă a temperaturii lichidelor şi gazelor între limitele 0 şi +100 °C, cu o precizie pînă la 1 °C. Scala aparatului este practic liniară. Echilibrarea punţii se realizează la temperatura cea mai scăzută a rezistenţei termice (0 °C) cu ajutorul unei rezistenţe de reglat R_1. Termorezistenţa *TR* este de tip MMT-4 de 2 kΩ (la temperatura 20 °C). Microampermetrul este de tip M24, de 100 μA.

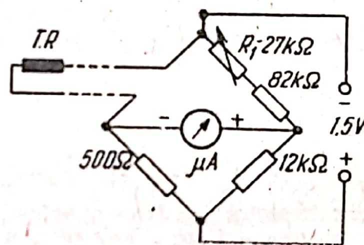


Fig. 10-64. Schema de electrotermometru.

Alimentarea punţii trebuie să fie stabilizată.

Semnalizator pentru depăşirea temperaturii admisibile (fig. 10-65)

Funcţionarea montajului se bazează pe apariţia efectului de releu în rezistenţa termică. Astfel, pe măsura creşterii temperaturii, mărimea rezistenţei *TR* scade şi, la o anumită temperatură, apare un curent suficient pentru producerea fenomenului de autoîncălzire a rezistenţei termice. Această autoîncălzire provoacă creşterea bruscă a curentului, care atrage după sine anclanşarea releului. Contactele K_1 ale releului pun în funcţiune semnalizatorul acustic, iar contactele K_2 scurtcircuitează rezistenţa termică protejînd-o contra suprasarcinilor. Revenirea montajului în starea iniţială se face prin întreruperea circuitului cu ajutorul butonului K_3.

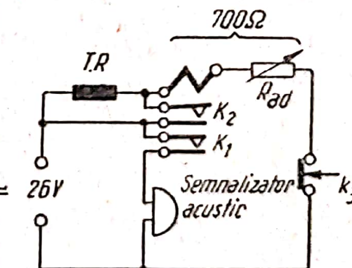


Fig. 10-65. Schema unui semnalizator de depăşire a temperaturii.

În acest montaj se folosește o rezistență termică de tip KMT-10. Releul electromagnetic trebuie să funcționeze cu un curent de anclanșare cuprins între limitele 15—30 mA. În funcție de valoarea nominală a rezistenței termice și de tensiunea de alimentare se pot stabili diferite temperaturi la care ia naștere efectul de releu, pînă la limita de +120 °C. Rezistența totală a înfășurării releului și a rezistenței adiționale R_{ad} trebuie aleasă astfel încît să limiteze curentul maxim din circuitul releului (la 30 ... 40 mA) pentru tensiunea de alimentare dată.

Regulator de volum cu acționare de la distanță, cu rezistență termică încălzită (fig. 10-66)

Cu tranzistoarele T_1 și T_2 sînt constituite două etaje amplificatoare de joasă frecvență în cascadă. Înfășurarea

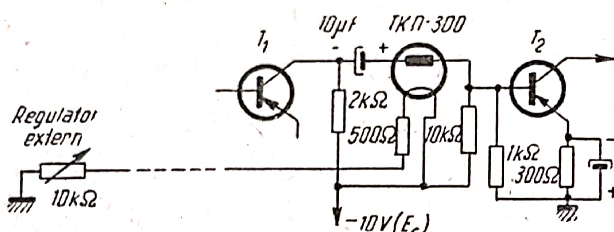


Fig. 10-66. Schema unui regulator de volum cu acționare la distanță cu rezistență termică cu încălzire.

de încălzire a rezistenței termice primește alimentarea de la sursa tensiunii de colector. Rezistența de 500 Ω limitează curentul maxim de încălzire la 20 mA.

Releul fotoelectric (fig. 10-67)

Rezistența fotoelectrică *RF* este de tipul ФСК-1 sau ФСК-2. Curentul de anclanșare este de 1—2 mA. În cazul

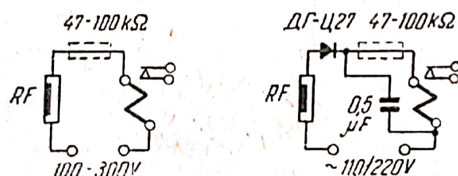


Fig. 10-67. Scheme de relee fotoelectrice.

în care trebuie să se acționeze un circuit cu un curent de intensitate mare, se folosește un al doilea releu, care este anclanșat de contactele unui releu fotoelectric.

Cînd tensiunea de alimentare este scăzută (10—30 V), scade și sensibilitatea releului fotoelectric, dar este posibilă folosirea unor relee cu curenți de anclanșare mari (pînă la 10 mA). Pentru evitarea suprasolicitării rezistențelor fotoelectrice, se introduce în montaj o rezistență suplimentară (reprezentată în schemă cu linie întreruptă) care limitează curentul maxim și se alege, în funcție de tensiunea de alimentare, ținînd seama de puterea maximă admisibilă pe care o poate disipa rezistența fotoelectrică.

Amplificator de curent continuu pentru miliampermetru (fig. 10-68)

Adăugind unui miliampermetru un montaj simplu cu două tranzistoare, alimentat cu un element de tip ФБС se poate mări sensibilitatea instrumentului de măsură de 20—50 ori: în cazul folosirii unui miliampermetru cu scala de 0,5 mA montajul asigură deviația acului indicator pe întreaga scală pentru un curent de intrare egal cu 10—20 μA. Pentru reglajul nulului este folosit un potențiometru de 1,5 kΩ. Curentul consumat din elementul galvanic este de aproximativ 1 mA.

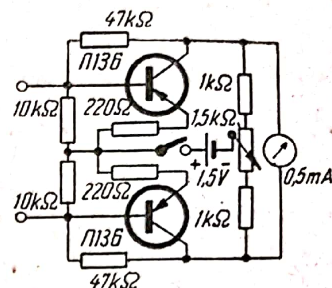


Fig. 10-68. Schema unui amplificator de curent continuu pentru miliampermetru.

Aparat pentru măsurarea curentului invers al colectorului și determinarea amplificării în curent la montajul cu emitor comun (fig. 10-69)

În poziția *1* a comutatorului *K* din schemă se măsoară curentul invers al colectorului $i_{c\,inv}$, tensiunea de colector fiind de aproximativ — 3,5 V. În poziția *2* a comu-

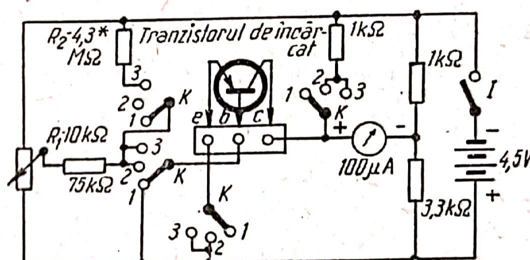


Fig. 10-69. Schema unui aparat pentru măsurarea curentului invers de colector și a factorului de amplificare în curent.

tatorului *K* se aduce acul microampermetrului la zero cu ajutorul potențiometrului R_1 (reglarea punctului de funcționare al tranzistorului). Astfel se alege punctul de funcționare al tranzistorului folosit pentru măsurarea amplificării (i_c=1 mA; u_c=—3,5 V). Așezînd comutatorul *K* în poziția *3* (măsurarea parametrului h_{21e}), curentul de bază crește cu 1 mA (prin circuitul rezistenței R_2). Creșterea curentului de colector, indicată de microampermetru, dă amplificarea în curent a montajului cu emitorul comun $h_{21e}=\frac{\alpha}{1-\alpha}$. Toate rezistențele din montaj vor avea o precizie de 1—2%, iar rezistența R_2, marcată cu un asterisc, este bine să fie aleasă prin reglarea scalei pentru h_{21e}, cu ajutorul unui tranzistor cu h_{21e} de valoare cunoscută. Folosind această metodă, se evită eroarea la măsurarea mărimii h_{21e}, care poate ajunge pînă la 20% în cazul determinării prin alte metode.

În montaj se va folosi microampermetrul cu o rezistență cît mai mică a cadrului mobil.

Pentru încercarea tranzistoarelor *npn* trebuie inversate polaritățile bateriei și ale microampermetrului.

Aparatul este alimentat de la o baterie de tip КБС-Л-0,5.

PIESE RADIO

11-1. REZISTENȚE

Rezistențele folosite în practică sînt foarte felurite, atît din punct de vedere constructiv, cît și din punct de vedere al caracteristicilor electrice. Ele se împart în două tipuri principale: bobinate și chimice. Atît unele cît și celelalte pot fi reglabile (variabile) și nereglabile (fixe).

Cele mai răspîndite sînt rezistențele chimice. In comparație cu cele bobinate, acestea au dimensiuni mult mai mici, o inductanță mică și o capacitate proprie neînsemnată. Valoarea rezistenței lor chimice nu variază într-o gamă largă de frecvențe și, pe lîngă aceasta, fabricarea lor este simplă și de aceea sînt ieftine.

Rezistențele bobinate sînt însă mai stabile la sarcini electrice îndelungate și la variația temperaturii și umidității mediului ambiant și de asemenea sînt mai stabile în timp. In afară de aceasta, rezistențele de acest tip pot fi calculate pentru a disipa puteri destul de mari și pot fi confecționate chiar de radioamatori, în timp ce rezistențele chimice se fabrică doar în condiții industriale.

Semne convenționale în scheme

In schemele de principiu practice, alături de reprezentarea grafică convențională a rezistenței sub forma unui dreptunghi (fig. 11-1) se trece și inițiala (litera R)

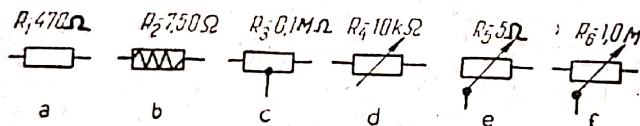


Fig. 11-1. Semne convenționale pentru rezistențe:
a – rezistență fixă; *b* – rezistență bobinată; *c* – rezistență cu priză; *d* – rezistență variabilă; *e* – reostat; *f* – potențiometru.

cu un indice numeric reprezentînd numărul de ordine (de exemplu, R_1, R_2, R_3 etc.) și se notează și valoarea nominală a rezistenței.

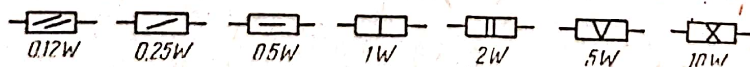


Fig. 11-2. Semne convenționale pentru notarea puterii nominale a rezistențelor.

Pentru a nu face inscripții inutile pe scheme în literatura radiotehnică sovietică s-au adoptat următoarele notații prescurtate ale valorilor rezistențelor.

Rezistențele între 1 și 1000 Ω se notează în ohmi, cu cifre întregi, fără a nota unitatea de măsură (de exemplu, o rezistență de 330 Ω se notează doar cu numărul 330).

Rezistențele între 1 și 100 kΩ (uneori pînă la 1 MΩ) se notează cu numărul respectiv de kiloohmi urmat de litera mică k (de exemplu o rezistență de 22 kΩ se notează 22 k).

Rezistențele de la 0,1 MΩ în sus se notează în megohmi, fără a specifica unitatea de măsură; dacă valoarea rezistenței este egală cu un număr întreg de megohmi, după cifra care exprimă valoarea se pune o virgulă urmată de un zero (de exemplu, o rezistență de 1 MΩ se notează 1,0).

Valorile rezistențelor egale cu fracțiuni de ohmi, sau ohmi întregi cu zecimale se notează în ohmi, indicîndu-se unitatea de măsură (de exemplu 0,5 Ω sau 7,5 Ω).

Dacă valoarea nominală a rezistenței specificate în schemă este aproximativă (valoarea exactă se alege în timpul reglării aparatului), alături de notarea convențională a rezistenței se folosește un asterisc.

La rezistențele variabile se indică numai valoarea lor maximă.

Pe lîngă aceasta, în scheme se indică adesea (cu un semn convențional pus în interiorul reprezentării grafice convenționale) puterea nominală a rezistenței (fig. 11-2).

Parametrii principali ai rezistențelor

Valoarea nominală a rezistenței. Rezistențele se fabrică pe scară industrială, în producție de masă, avînd valori de ordinul ohmi pînă la zeci de megohmi. Valoarea nominală notată pe rezistență corespunde standardelor de valori nominale ale rezistențelor (tabela 11-1), dar poate să difere de valoarea reală în limitele admisibile.

Abaterea maximă posibilă a valorii reale a rezistenței de la valoarea nominală notată pe rezistență este determinată de clasa de precizie. Rezistențele chimice fixe cu largă utilizare se împart în trei clase de precizie: clasa I cu o toleranță admisibilă de ±5%; clasa II cu toleranța admisibilă de ±10% și clasa III cu toleranța admisibilă de ±20%. Aceasta înseamnă că o rezistență de clasa III, de exemplu, cu valoarea nominală de 10 kΩ poate avea valoarea cuprinsă între 8 și 12 kΩ.

Alegerea rezistenței de o clasă de precizie sau de alta este determinată de locul ocupat de rezistență în schemă. Rezistențele de clasa I se folosesc, de exemplu, în acele părți ale schemei unde se cere o mare precizie a regimului de funcționare. In circuitele în

care chiar o modificare relativ mare a valorii rezistenței influențează în măsura neînsemnată regimul de funcționare al schemei (de exemplu în circuitele de decuplare) se pot folosi rezistențe de clasa III.

Puterea nominală. Puterea maximă în curent continuu și alternativ pe care o poate disipa rezistența timp îndelungat fără a-și modifica simțitor valoarea poartă numele de puterea nominală a rezistenței. Se fabrică rezistențe cu puterea nominală cuprinsă între fracțiuni de watt și sute de wați. În aparatura radiotehnică cele mai utilizate sînt rezistențele chimice cu puterile nominale de 0,12; 0,25; 0,5; 1 și 2 W.

Alegerea rezistenței în funcție de puterea ei nominală (dacă aceasta nu este specificată în schemă) se face utilizînd formula:

$$P=\frac{U^2}{R},$$

în care: P este puterea disipată de rezistență, W;
U — tensiunea la capetele rezistenței, V;
R — valoarea rezistenței, Ω.

Practic, puterea nominală a rezistenței trebuie să fie ceva mai mare (30—40%) decît puterea disipată obținută prin calcul. De exemplu, pentru $R=1000$ Ω, $U=10$ V și $P=0,1$ W se alege o rezistență avînd puterea nominală nu de 0,12 W ci de puterea imediat superioară, adică 0,25 W.

Cînd o rezistență lucrează în regim de impulsuri, puterea nominală trebuie să fie de cîteva ori mai mare decît cea disipată de ea, la putere medie (de exemplu, de două ori mai mare pentru rezistențele de tip BC și de zece ori mai mare pentru rezistențele МЛТ). Puterea în regim de impulsuri poate să depășească cu mult puterea nominală (pentru rezistențele de tip BC și МЛТ, de exemplu, se admite o putere în regim de impulsuri de 1000 ori mai mare decît puterea nominală).

Tensiunea maximă de lucru. Căderea de tensiune pe rezistență depinde de valoarea rezistenței și de puterea disipată de aceasta ($U=\sqrt{RP}$). Însă, pentru fiecare tip de rezistență chimică de o anumită putere nominală există o tensiune de lucru maximă admisibilă. Dacă se depășește această tensiune, se poate provoca străpungerea (formarea unui arc sau descărcarea prin scîntei) spațiului dintre capetele rezistenței.

De aceea, la alegerea rezistențelor chimice trebuie să se țină seama nu numai de valoarea lor și de puterea nominală de disipație, ci și de tensiunea maximă admisibilă de lucru. Dacă, de exemplu, o rezistență de tip BC-0,25 cu valoarea nominală de 1 MΩ disipă o putere de 0,25 W, iar căderea de tensiune pe rezistență este egală cu 500 V, în timp ce tensiunea maximă de lucru pentru această rezistență este egală cu 350 V, trebuie să se ia măsuri de precauție. În acest caz, trebuie ales un alt tip de rezistență, de exemplu BC-0,5, cu valoarea nominală de 1 MΩ, care este calculată pentru o tensiune maximă de lucru de 500 V, sau trebuie folosite două rezistențe de tip BC-0,25 de cîte 0,5 MΩ fiecare, legate în serie.

Rezistențele chimice cu largă utilizare se fabrică pentru tensiuni maxime de lucru cuprinse între 100 și 1000 V. În cazul unor rezistențe ce lucrează în regim de impulsuri,

Tabela 11-1

Scara valorilor nominale ale rezistențelor chimice

Clasa I (±5%)						Clasa II (±10%)						Clasa III (±20%)					
ohmi		kiloohmi		megohmi		ohmi		kiloohmi		megohmi		ohmi		kiloohmi		megohmi	
10	100	1	10	0,1	1	10	100	1	10	0,1	1	10	100	1	10	0,1	1
11	110	1,1	11	0,11	1,1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12	120	1,2	12	0,12	1,2	12	120	1,2	12	0,12	1,2	—	—	—	—	—	—
13	130	1,3	13	0,13	1,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
15	150	1,5	15	0,15	1,5	15	150	1.5	15	0,15	1,5	15	150	1,5	15	0,15	1,5
16	160	1,6	16	0,16	1,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
18	180	1,8	18	0,18	1,8	18	180	1,8	18	0,18	1,8	—	—	—	—	—	—
20	200	2	20	0,2	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
22	220	2,2	22	0,22	2,2	22	220	2,2	22	0,22	2,2	22	220	2,2	22	0,22	2,2
24	240	2,4	24	0,24	2,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
27	270	2,7	27	0,27	2,7	27	270	2,7	27	0,27	2,7	—	—	—	—	—	—
30	300	3	30	0,3	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
33	330	3,3	33	0,33	3,3	33	330	3,3	33	0,33	3,3	33	330	3,3	33	0,33	3,3
36	360	3,6	36	0,36	3,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
39	390	3,9	39	0 39	3,9	39	390	3,9	39	0,39	3,9	—	—	—	—	—	—
43	430	4,3	43	0,43	4,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
47	470	4,7	47	0,47	4,7	47	470	4,7	47	0,47	4,7	47	470	4,7	47	0,47	4,7
51	510	5,1	51	0,51	5,1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
56	560	5,6	56	0,56	5,6	56	560	5,6	56	0,56	5,6	—	—	—	—	—	—
62	620	6,2	62	0,62	6,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
68	680	6,8	68	0,68	6,8	68	680	6,8	63	0,68	6,8	68	680	6,8	68	0,68	6,8
75	750	7,5	75	0,75	7,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
82	820	8,2	82	0,82	8,2	82	820	8,2	82	0,82	8,2	—	—	—	—	—	—
91	910	9,1	91	0,91	9,1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	10	—	—	—	—	—	10	—	—	—	—	—	10

Scara servește ca bază pentru alegerea valorilor nominale ale rezistențelor chimice fixe produse în industrie; această scară s-a făcut pentru fiecare clasă de precizie astfel încît să cuprindă la toleranțele stabilite toate valorile de rezistențe cuprinse între 10 Ω și 10 MΩ.

tensiunea maximă de lucru se poate mări de aproximativ două ori. Cu cît este mai mare lungimea rezistenței chimice, cu atît este mai mare și tensiunea maximă admisibilă de lucru a acesteia.

Coeficientul de variație termică a rezistenței. Valoarea rezistenței nu rămîne constantă în temperatură. Atunci cînd temperatura variază valoarea ei crește sau scade, în funcție de tipul rezistenței. Se numește coeficient de variație termică a rezistenței (prescurtat CVT) variația ei relativă la schimbarea temperaturii cu 1 °C.

Pentru diversele tipuri de rezistențe chimice cu largă utilizare CVT nu depășește 0,2% pentru 1 °C. O rezistență BC-0,25, de exemplu, cu valoarea nominală de 1 MΩ și CVT egal cu — 0,2% pentru 1 °C, în urma variației temperaturii cu 20 °C își modifică valoarea cu — 4%, deci valoarea acestei rezistențe scade pînă la 0,96 MΩ.

La rezistențele bobinate nu se specifică CVT (acesta este de obicei foarte mic și nu are importanță practică).

Zgomotele proprii. Intr-o rezistență prin care circulă un curent electric, o dată cu deplasarea ordonată a electronilor, are loc și o mișcare haotică a acestora care creează la capetele rezistenței o forță electromotoare alternativă (relativ mică). Fiind amplificată împreună cu semnalul util, această forță electromotoare se aude sub formă de zgomot și de aceea ea poartă numele de forță electromotoare de zgomot a rezistenței.

Zgomotele proprii ale rezistențelor se evaluează făcînd raportul dintre valoarea forței electromotoare de zgomot care ia naștere la capetele rezistenței și tensiunea continuă de 1 V aplicată.

Zgomotele proprii cele mai mari le au rezistențele chimice. Din punct de vedere al forței electromotoare de zgomot aceste rezistențe se împart în două grupe: A — cu forța electromotoare de zgomot de cel mult 1 μV/V și B — cu forța electromotoare de zgomot de cel mult 5 μV/V.

Inductanța și capacitatea proprie. Orice rezistență are inductanță și capacitate proprie. Aceasta atrage după sine variația valorii rezistenței în funcție de frecvența curentului care circulă prin ea, fenomen adesea nedorit.

Rezistențele bobinate care se folosesc pe scară largă au o inductanță și o capacitate proprie considerabilă, dar aceasta nu are nici o importanță practică, deoarece ele nu se folosesc în circuitele de înaltă frecvență.

Rezistențele chimice au o inductanță proprie neglijabilă și o capacitate proprie extrem de mică (pînă la 0,5 pF), care însă, la frecvențe foarte mari, provoacă o modificare considerabilă a valorii rezistenței. La rezistențele BC-0,25 și BC-0,5, de exemplu, la frecvența de 10 MHz, valoarea rezistenței scade cu aproximativ 10%, iar la frecvența de 100 MHz această valoare scade de aproximativ trei ori.

Rezistențe chimice fixe

Elementul conductor al rezistențelor chimice este format dintr-o compoziție specială pe bază de carbon sau de alte substanțe aplicată de obicei pe o bară sau un tub ceramic.

Acest fel de rezistențe se folosesc pe scară largă în diverse aparate radiotehnice, aparate electronice și de măsurat. Aceste rezistențe se folosesc ca rezistențe de sarcină, de cuplaj pentru căderea de tensiune în circuitele de curent continuu, alternativ sau în impulsuri.

Dintre diversele tipuri de rezistențe chimice fixe fabricate în industria sovietică, cele mai răspîndite sînt rezistențele de tip BC (rezistente la umiditate), rezistențele УЛМ (cu cărbune, acoperite cu lac, de dimensiuni mici) și

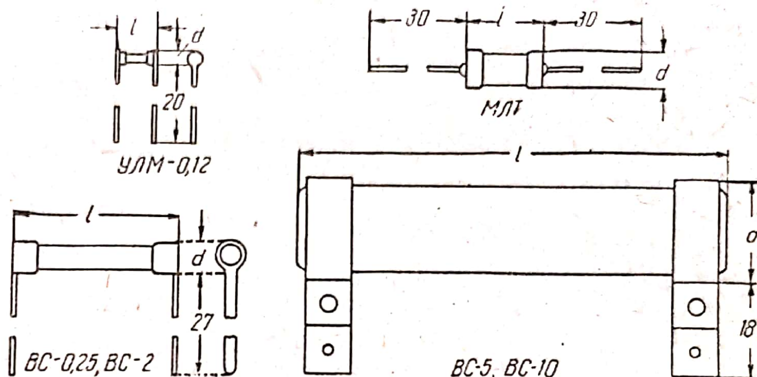


Fig. 11-3. Dimensiunile rezistențelor chimice fixe.

rezistențele МЛТ (metalizate, acoperite cu lac, rezistente la temperaturi mari).

Desenele cu cotele acestor rezistențe sînt date în fig. 11-3, iar caracteristicile de bază ale acestor rezistente sînt date în tabela 11-2.

Rezistențe de tip BC. In funcție de puterea de disipație admisă, rezistențele de acest tip se împart în următoarele șase categorii: BC-0,25, BC-0,5, BC-1, BC-2, BC-5 și BC-10 (se confecționează de asemenea rezistențe BC-60 calculate pentru o putere de disipație pînă la 60 W, dar acestea se folosesc extrem de rar).

Aceste rezistențe se fabrică la valori nominale cuprinse între 27 Ω și 10 MΩ și cu toleranțe de ±5; ±10 și ±20%. Ele sînt calculate pentru a funcționa în limitele de temperaturi cuprinse între —60 și +100 °C și au un coeficient de variație termică între —0,05 și —0,2%. Pînă la frecvențe de ordinul cîtorva MHz, valoarea nominală a rezistențelor de tipul BC rămîne practic neschimbată.

Rezistențele BC-0,25—BC-2 au forma unui baston de ceramică pe a cărui suprafață este aplicat un strat subțire de cărbune cu o rezistivitate mare. La rezistențele peste 100 Ω în stratul de cărbune este tăiat un șanț îngust în spirală. Cu cît este mai subțire stratul de cărbune și cu cît sînt făcute mai multe spire în acesta, cu atît valoarea rezistenței este mai mare. Suportul (bara) rezistenței împreună cu căpăcelele sau colierele de contact este acoperit cu o vopsea de lac de culoare verde, impermeabilă.

Rezistențele BC-5 și BC-10 (precum și BC-60) se deosebesc de celelalte rezistențe de tip BC prin faptul că stratul de cărbune al acestora nu este aplicat pe un baston ci pe un tub ceramic, iar bornele de ieșire (capetele) sînt făcute sub forma unor coliere de alamă mai masive.

Rezistențe de tip УЛМ-12. Aceste rezistențe se fabrică pentru puteri de disipație pînă la 0,12 W cu valori nominale cuprinse între 27 Ω și 1 MΩ și cu toleranțe de ±5%, ±10% și ±20%. Ele sînt calculate pentru a lucra în limitele de temperaturi cuprinse între —60 și +100 °C și au un coeficient de variație termică între 0,08 și 0,12% — pentru rezistențele pînă la 0,25 MΩ și între —0,12% și 0,2% — pentru rezistențele peste 0,25 MΩ.

Tabela 11-2

Caracteristicile principale ale rezistenţelor chimice fixe

Valoarea nominală		Puterea de disipaţie W	Tensiunea maximă de lucru, V		Dimensiunile, mm		Tipul rezistenţei
De la, Ω	Pînă la, MΩ		In regim continuu	In regim de impulsuri	d	l	
27	1	0,12	100	—	2	7	УЛМ-0,12
27	5,1	0,25	350	750	5,4	18,5	ВС-0,25
27	10	0,5	500	1 000	5,4	28,5	ВС-0,5
47	10	1	700	1 500	7,2	32 5	ВС-1
47	10	2	1000	2 000	9,5	53	ВС-2
47	10	5	1500	5 000	17	75	ВС-5
75	10	10	3000	10 000	27	120	ВС-10
100	5,1	0,5	350	750	4,2	10,8	МЛТ-0,5
100	10	1	500	1 000	6,6	13	МЛТ-1
100	10	2	750	1 200	8,6	18,5	МЛТ-2

Valorile nominale intermediare ale rezistenţelor sînt date în tabela 11-1.

Rezistenţele УЛМ sînt asemănătoare din punct de vedere constructiv cu rezistenţele BC-0,25, dar au dimensiuni mult mai mici, ceea ce este foarte important pentru folosirea lor în aparatele de dimensiuni mici.

Rezistenţe de tip МЛТ. In funcţie de puterea maximă disipată admisă, rezistenţele de acest tip se împart în următoarele categorii: МЛТ-0,5, МЛТ-1 şi МЛТ-2.

Aceste rezistenţe se fabrică pentru valori nominale cuprinse între 100 Ω şi 10 MΩ şi cu toleranţe de ±5%, ±10% şi ±20%. Ele sînt calculate pentru a lucra în limitele de temperatură cuprinse între —60 şi +120 °C şi au un coeficient de variaţie termică de ordinul ±0,0007%, pentru rezistenţele pînă la 1 MΩ şi 0,001% pentru rezistenţele peste 1 MΩ.

Rezistenţele МЛТ au forma unui tub ceramic pe a cărui suprafaţă este aplicat un strat de aliaj special de aceeaşi grosime pentru toate valorile nominale. Valoarea necesară a rezistenţei se realizează prin schimbarea compoziţiei aliajului şi a numărului de spire ale şanţului în spirală tăiat în acest strat. Aceste rezistenţe sînt vopsite în culoare roşie.

In comparaţie cu rezistenţele de tip BC, rezistenţele МЛТ au dimensiuni mai mici la aceeaşi putere de disipaţie şi pot lucra la temperaturi mai înalte. La rezistenţele МЛТ însă modificarea valorii rezistenţei devine perceptibilă la frecvenţe mai joase decît în cazul rezistenţelor BC. La frecvenţa de 10 MHz, de exemplu, valoarea rezistenţelor de tip МЛТ-0,5 scade cu aproximativ 30%, iar la frecvenţe de 50—60 MHz valoarea lor este de aproximativ cinci ori mai mică.

Rezistenţe de alte tipuri. In afara rezistenţelor care se folosesc pe scară largă, amintite mai sus, se mai fabrică şi rezistenţe chimice cu destinaţii speciale. Pentru aparatele de măsură, de exemplu, se fabrică rezistenţe cu o stabilitate şi o precizie mai mare. Dintre acestea fac parte rezistenţele de tip УЛИ (rezistenţe cu cărbune, acoperite cu lac, pentru aparate de măsurat) cu toleranţele de ±1, ±2 şi ±3% şi rezistenţe de tip МЛП (rezistenţe metalizate, acoperite cu lac, de înaltă precizie) sau, în locul acestora, rezistenţe de tip МГП (metalizate, ermetizate, de înaltă precizie), precum şi rezistenţe de tip БЛП (rezistenţe cu carbură de bor, acoperite cu lac, de înaltă precizie), cu toleranţele de ±0,5 şi ±1%.

In aparatura de ultraînaltă frecvenţă se folosesc rezistenţe de tip УНУ (rezistenţe cu cărbune, neprotejate, pentru frecvenţe ultraînalte) care se fabrică pentru puteri cuprinse între 0,1 şi 100 W, cu valorile nominale între 7 şi 100 Ω, pentru tensiuni de lucru cuprinse între 70 şi 12 500 V. Aceste rezistenţe pot fi folosite pe frecvenţe pînă la 10 000 MHz.

Pentru aparatele care lucrează la temperaturi ridicate se folosesc rezistenţe de tip МЛВ (metalizate, acoperite cu lac, pentru temperaturi înalte) sau rezistenţele ce le pot înlocui МЛВТ (metalizate, acoperite cu lac, rezistente la temperaturi mari). Rezistenţele de acest tip sînt asemănătoare cu rezistenţele de tipul МЛТ, dar, spre deosebire de acestea din urmă, sînt calculate pentru a lucra în limitele de temperaturi —60 şi +150 °C.

Acolo unde sînt necesare rezistenţe de valori mari se folosesc rezistenţe de tip КЛМ (rezistenţe cu compoziţie, acoperite cu lac, cu valori de ordinul megohmilor) care se fabrică la valori nominale cuprinse între 10 şi 1000 MΩ.

In circuitele de înaltă tensiune se folosesc rezistenţe de tipul КЛВ (rezistenţe cu compoziţie, acoperite cu lac, de înaltă tensiune) care se fabrică la valori nominale cuprinse între 47 şi 1000 MΩ şi sînt calculate pentru tensiuni maxime de lucru cuprinse între 3 şi 35 kV.

Rezistenţe chimice variabile

Pentru variaţia lină a tensiunilor continue şi alternative în circuitele reglabile ale aparatelor electronice de măsurat şi radiotehnice se folosesc pe scară largă rezistenţele chimice variabile industriale de tipul BK (volum-control), TK (ton-control), СП (rezistenţă variabilă) şi СПО (rezistenţa variabilă cu inerţie).

Desenele cu dimensiunile acestor rezistenţe sînt date în fig. 11-4, iar caracteristicile lor principale sînt date în tabela 11-3.

Stratul conductor al rezistenţelor chimice variabile îl constituie o compoziţie cu cărbune sau alte materiale, aplicată pe un arc de cerc din pertinax. La rezistenţele BK, TK şi СП acest arc de cerc este lipit pe corpul cilindric din material plastic al rezistenţei variabile. La rezistenţele cu inerţie de tip СПО stratul conductor este presat într-un

șanț în formă de arc practicat în corpul ceramic. În centrul corpului este fixată o bucșă metalică în al cărei orificiu este introdus un ax de oțel cu o plăcuță din pertinax. Pe plăcuță este fixată peria de contact făcută dintr-o sîrmă

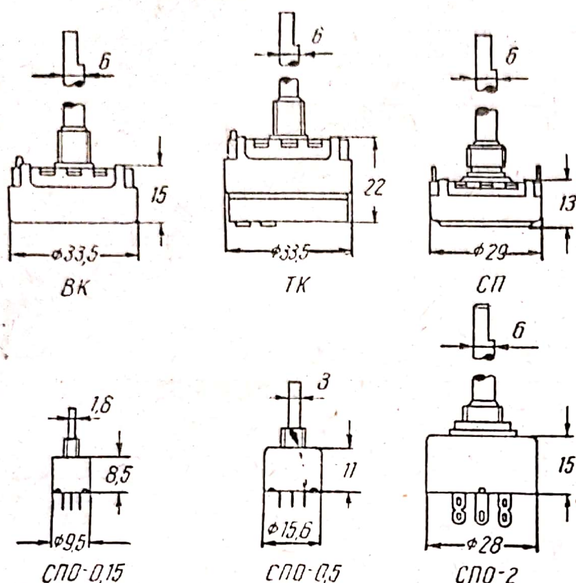


Fig. 11-4. Dimensiunile rezistențelor chimice variabile.

elastică care face contact cu suprafața stratului conductor al arcului de cerc. Peria este legată cu contactul (ieșirea) din mijloc, iar extremitățile stratului conductor sînt legate la ieșirile extreme ale rezistenței variabile. Mecanismul este acoperit cu un căpăcel metalic. Bucșa metalică, împreună cu o piuliță, servește pentru fixarea rezistenței.

Tabela 11-3

Caracteristicile principale ale rezistențelor chimice variabile

Valoarea nominală de la kΩ	Valoarea nominală pînă la MΩ	Puterea disipată W	Tensiunea maximă de lucru, V	Grupa, după modul de variație a rezistenței	Tipul rezistenței
0,047	4,7	2	600	A	СПО-2
0,1	1	0,5	250	A	СПО-0,5
0,1	4,7	0,15	100	A	СПО-0,15
0,47	4,7	1 și 2	500	A	СП-II
2,5	7,5	0,5	350	A	ВК și ТК
15	2	0,2	200	Б	ВК și ТК
15	2	0,4	350	Б	ВК și ТК
22	2,2	0,5 și 1	400	Б și В	СП-I
36	2	0,2	200	В	ВК și ТК
36	2	0,4	350	В	ВК și ТК

Valorile nominale intermediare ale rezistențelor sînt date în tabela 11-4.

Rezistențele chimice fixe, precum și cele variabile se deosebesc între ele după puterea disipată admisă (se fabrică rezistențe între 0,15 și 2 W) și după valoarea nominală (se fabrică rezistențe între 470 Ω și 7,5 MΩ). Pe lîngă aceasta, rezistențele chimice variabile se împart și după modul de variație a valorii lor obținute între contactul din mijloc și cele extreme, la rotirea axului. În funcție de această variație, rezistențele variabile se împart în trei grupe: A — cu variație liniară; B — cu variație logaritmică și C — cu variație exponențială a valorii rezistenței în funcție de unghiul de rotire a axului (fig. 11-5).

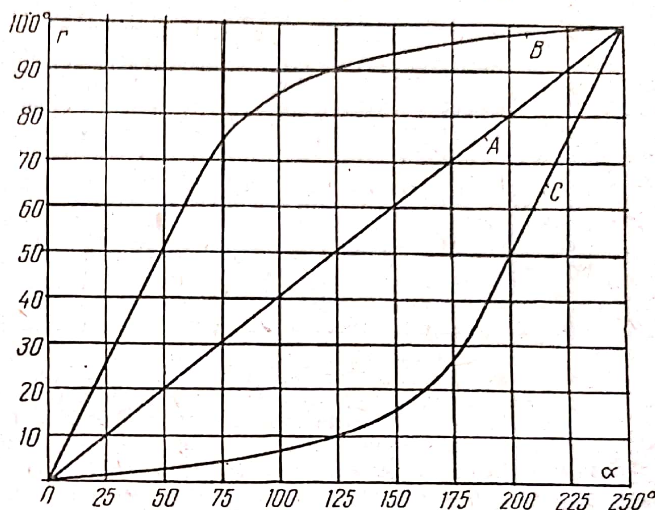


Fig. 11-5. Variația valorii rezistenței r (în procente din rezistența totală) în funcție de unghiul de rotire a axului α pentru diferite grupe de rezistențe chimice variabile.

Rezistențele variabile din grupa A se folosesc în multe circuite ale diferitelor tipuri de aparate. Ele se folosesc pe scară largă, de exemplu, în televizoare (pentru reglarea luminozității, dimensiunii liniilor etc.). Aceste rezistențe sînt utile în cazurile cînd tensiunea din circuit trebuie să varieze după o lege liniară, adică proporțional cu unghiul de rotire a axului. Rezistențele din grupa B se folosesc în cazuri speciale și anume atunci cînd este necesară o creștere rapidă a tensiunii la începutul cursei axului și mai înceată, la sfîrșitul cursei. Rezistențele din grupa C au un caracter invers de variație, adică valoarea lor crește mai lent la începutul rotirii axului, în sensul axelor de ceasornic, decît la sfîrșitul cursei. Aceste rezistențe se folosesc pentru reglajul volumului.

Rezistențe ВК și ТК. Rezistențele de aceste tipuri se fabrică pentru valori nominale cuprinse între 2,5 kΩ și 7,5 MΩ (valorile intermediare sînt date în tabela 11-4), cu puterea disipată admisă (la valoarea maximă a rezistenței) pînă la 0,5 W (pentru grupa A), pînă la 0,2 W (pentru grupa B) și pînă la 0,4 W (pentru grupa C). Toleranțele pot ajunge pînă la ±25%.

Ambele tipuri de rezistențe au aceeași construcție dar pe căpăcelul rezistențelor de tip ТК este montat un întrerupător cuplat mecanic cu axul rezistenței și care se închide la începutul rotirii axului. Unghiul de rotire a axelor acestor rezistențe variabile este de aproximativ 250°. Rezistențele de tip ВК se fac cu axe de 50 mm lungime, iar cele de tip ТК au axele de 50 sau 58 mm lungime. La capete axele sînt tăiate pentru a permite fixarea butoanelor.

Rezistențe variabile de tip СП. Rezistențele de acest tip se fabrică pentru valori nominale cuprinse între 470 Ω și 4,7 MΩ la o putere disipată maximă pînă la 1 și 2 W (pentru grupa A) sau pentru valori nominale între 22 kΩ

Tabela 11-4

Valorile nominale ale rezistențelor chimice variabile

Tip BK și TK				Tip СП					Tip СПО					
kΩ		MΩ		Ω	kΩ		MΩ		Ω		kΩ		MΩ	
—	10	0,1	1	—	1	10	0,1	1	—	100	1	10	0,1	1
—	—	—	—	—	1,2	12	0,12	1,2	—	120	1,2	12	0,12	1,2
—	15	0,15	1,5	—	1,5	15	0,15	1,5	—	150	1,5	15	0,15	1,5
—	—	—	—	—	1,8	18	0,18	1,8	—	180	1,8	18	0,18	1,8
—	20	0,2	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	2,2	22	0,22	2,2	—	220	2,2	22	0,22	2,2
2,5	25	0,25	2,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	2,7	27	0,27	2,7	—	270	2,7	27	0,27	2,7
—	—	—	—	—	3,3	33	0,33	3,3	—	330	3,3	33	0,33	3,3
3,6	36	0,36	3,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	3,9	39	0,39	3,9	—	390	3,9	39	0,39	3,9
—	—	—	—	470	4,7	47	0,47	4,7	47	470	4,7	47	0,47	4,7
5	50	0,5	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	560	5,6	56	0,56	—	56	460	5,6	56	0,56	—
—	—	—	—	680	6,8	68	0,68	—	68	680	6,8	68	0,68	—
7,5	75	0,75	7,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	820	8,2	82	0,82	—	82	820	8,2	82	0,82	—

și 2,2 MΩ — la o putere disipată maximă pînă la 0,5 și 1 W (pentru grupele B și C). Toleranțele sînt de ±20%. Aceste rezistențe variabile sînt calculate pentru a lucra în limitele de temperaturi cuprinse între —60 și +70 °C și au un coeficient de variație termică cuprins între 0,002 și 0,004%.

În funcție de construcția lor, rezistențele de tip СП se împart în patru categorii: СП-I — rezistență simplă cu ax liber; СП-II — rezistență simplă cu bucșă secționată și cu piulițe pentru blocarea axului; СП-III — rezistență dublă, cu ax liber și СП-IV — rezistență dublă cu bucșă secționată și piulițe pentru blocarea axului.

Rezistențele variabile cu bucșă secționată (care permit blocarea axului în orice poziție) se folosesc în cazurile în care valoarea rezistenței trebuie reglată doar la punerea la punct a aparatului. Rezistențele variabile duble, compuse din două rezistențe variabile independente, montate pe același ax, se folosesc pentru reglarea concomitentă a tensiunii sau a curentului în două circuite deosebite ale aparatului. Acest fel de rezistențe se folosesc adesea în oscilografe, în generatoare de ton și în alte aparate de măsurat.

Rezistențele de tip СП se construiesc cu axe de 4 mm lungime (la capătul axului este făcut un șanț pentru acționarea cu șurubelniță), de 13 mm lungime (cu bucșă secționată) și de 60 mm lungime (cu tăietură la capătul axului pentru fixarea butonului).

Rezistențe de tip СПО. În funcție de puterea disipată admisă aceste rezistențe se împart în următoarele trei categorii: СПО-0,15 (rezistență miniatură, pentru puteri de 0,15 W pentru valori nominale cuprinse între 100 Ω și 4,7 MΩ); СПО-0,5 (rezistențe de dimensiuni mici, pentru puteri de 0,5 W la valori nominale cuprinse între 100 Ω și 1 MΩ) și СПО-2 (rezistențe pentru puterea de 2 W, la valori nominale cuprinse între 47 Ω și 4,7 MΩ). Acestea din urmă se împart la rîndul lor în СПО-2-I (rezistență simplă, cu ax cu șanț pentru acționarea cu șurubelniță (și СПО-2-II (rezistență simplă cu ax pentru buton), СПО-2-III (rezistență dublă, cu ax cu șanț pentru acționarea cu șurubelniță) și СПО-2-IV (rezistență, cu ax cu șanț pentru acționarea cu șurubelniță).

Rezistențele de acest tip sînt construite numai cu variație liniară a valorii în funcție de unghiul de rotire a axului (grupa A). Ele sînt calculate pentru a lucra, în limitele de temperaturi cuprinse între —60 și +80 °C și au un coeficient de variație termică de cel mult —0,02%. Toleranțele sînt de maximum ±20%. În comparație cu alte tipuri de rezistențe chimice variabile, rezistențele СПО se deosebesc prin faptul că sînt foarte rezistente la acțiunea umidității și au un nivel mai mic al zgomotelor proprii. Rezistențele de dimensiuni mici de acest tip se folosesc cu succes în aparatele cu tranzistoare.

Rezistențe de alte tipuri. În scopul unei amplasări compacte a butoanelor de reglaj în aparate se folosesc rezistențe variabile duble, care au axe independente montate coaxial. Pentru acest scop se fabrică, de exemplu, rezistențe duble de tip СНК (rezistență chimică combinată) și СНВК (rezistență chimică combinată cu întrerupător) analoge, din punct de vedere constructiv, iar ca parametrii electrici analoge cu rezistențele TK și BK.

Rezistențe bobinate

Rezistențele bobinate se folosesc pe scară largă în aparatele de măsurat ca rezistențe adiționale și ca șunturi. In aparatura radiotehnică și electronică aceste rezistențe se folosesc mai rar, de exemplu ca rezistențe de sarcină și rezistențe de balast în circuitele de curenți mari. Aceste rezistențe se fabrică din sîrmă cu rezistivitate mare (nichelină, manganin, constantan, crom-nichel).

Rezistența sîrmei sau lungimea ei se determină cu ajutorul următoarelor formule:

$$R = 1{,}27\frac{\rho l}{d^2} \quad \text{sau} \quad l = 0{,}785\frac{Rd^2}{\rho},$$

în care: R este valoarea rezistenței, Ω;

l — lungimea sîrmei, m;

d — diametrul sîrmei, mm;

ρ — rezistența specifică a materialului din care este confecționată sîrma (pentru nichelină ρ=0,39 . . . 0,45; pentru manganin ρ=0,42 . . . 0,48; pentru constantan ρ=0,44 . . . 0,52; pentru crom-nichel ρ=1 . . . 1,1).

Exemplu. Se dă: materialul din care se confecționează rezistența și anume sîrma de constantan ρ=0,48; R=240 Ω; d=0,2 mm.

Se calculează:

$$l=0{,}785\,\frac{240\cdot 0{,}2\cdot 0{,}2}{0{,}48}=15{,}7\ \text{m}.$$

Rezistențe de fabricație industrială. Industria sovietică fabrică rezistențe bobinate de următoarele tipuri: ПЭ (bobinate, emailate), ПЭВ (bobinate, emailate, rezistente

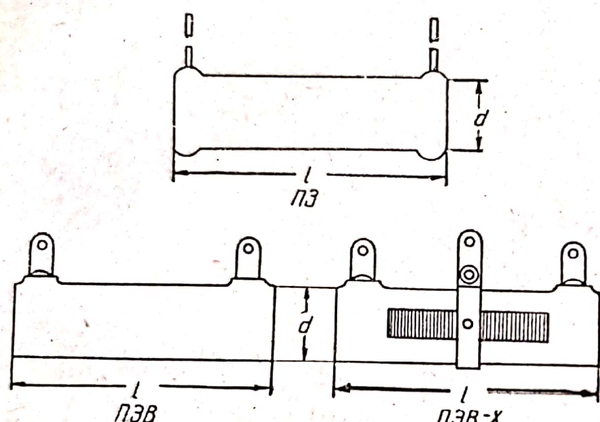


Fig. 11-6. Dimensiunile rezistențelor bobinate tipizate.

la umezeală) și ПЭВ-Х (bobinate, emailate, rezistente la umezeală cu colier mobil). Aceste rezistențe se fabrică din sîrmă neizolată de constantan (rezistențe de valoare mică) sau de crom-nichel (rezistențe de valoare mare) bobinată pe tuburi ceramice. Infășurarea este acoperită cu email sticlos de culoare cafenie sau verde. Acest fel de rezistențe se folosesc în circuitele de alimentare a aparatelor (în special în blocurile de alimentare). Aceste rezistențe se fixează cu ajutorul unor buloane sau prezoane care trec prin interiorul tuburilor ceramice.

Desenele cu dimensiunile acestor rezistențe sînt date în fig. 11-6, iar caracteristicile principale ale lor se dau în tabela 11-5.

Rezistențele de tip ПЭ se fabrică pentru valori nominale cuprinse între 0,9 Ω și 50 kΩ, pentru puteri disipate admise cuprinse între 7,5 și 150 W. Ele sînt calculate pentru a lucra în limitele de temperaturi —60 și +70 °C. Ieșirile acestor rezistențe sînt sub formă de liță flexibilă, făcută din sîrmă moale de cupru.

Rezistențele de tip ПЭВ se fabrică pentru valori nominale cuprinse între 5 Ω și 56 kΩ, pentru puteri disipate admise cuprinse între 2,5 și 100 W și sînt calculate pentru a lucra în limitele de temperaturi —60 și +100 °C.

Ca ieșiri ale acestor rezistențe servesc plăcuțe de alamă cu orificii pentru lipirea firelor de legătură.

Rezistențele de tip ПЭВ-Х se fabrică pentru valori nominale cuprinse între 5 Ω și 2,7 kΩ, pentru puteri disipate admise cuprinse între 10 și 100 W. Ca și rezistențele ПЭВ, ele sînt calculate pentru aceleași limite de temperaturi de lucru și au aceleași borne de ieșire. Deosebirea față de acestea din urmă constă în faptul că pe înfășurarea lor izolată se deplasează un colier de alamă care poate fi folosit pentru reglarea valorii rezistenței.

Tabela 11-5

Caracteristicile principale ale rezistențelor fixe bobinate

Valoarea nominală		Puterea disipată W	Dimensiunile mm		Tipul rezistenței
de la, Ω	pînă la, kΩ		d	l	
0,9	50	150	30	215	ПЭ-150
1	15	50	23	90	ПЭ-50
1	30	75	23	160	ПЭ-75
2,5	5	20	18	50	ПЭ-20
5	0,2	10	14	41	ПЭВ-10Х
5	3,3	7,5	14	35	ПЭВ-7,5
5	5	7,5	10	40	ПЭ-7,5
5	5	15	14	50	ПЭ-15
5	5,6	25	23	50	ПЭ-25
5	10	10	14	41	ПЭВ-10
5	15	15	17	45	ПЭВ-15
10	0,51	25	21	51	ПЭВ-25Х
10	20	20	17	51	ПЭВ-20
10	24	25	21	51	ПЭВ-25
10	30	30	21	71	ПЭВ-30
20	0,22	15	17	45	ПЭВ-15Х
20	0,43	20	17	51	ПЭВ-20Х
20	1	30	21	71	ПЭВ-30Х
20	51	40	21	87	ПЭВ-40
20	51	50	29	91	ПЭВ-50
24	1,5	50	29	91	ПЭВ-50Х
43	0,43	2,5	13	26	ПЭВ-2,5
51	2,7	100	29	170	ПЭВ-100Х
51	51	75	29	140	ПЭВ-75
51	56	100	29	170	ПЭВ-100

11-2. CONDENSATOARE

In aparatura radiotehnică, în aparatura de măsurat și electronică se folosesc condensatoare fixe, condensatoare semivariabile și condensatoare variabile.

Cele mai folosite sînt condensatoarele fixe. In funcție de dielectricul folosit, condensatoarele fixe se împart în condensatoare cu hîrtie, cu mică, ceramice, electrolitice etc.

Condensatoarele semivariabile se montează în circuitele de înaltă frecvență și folosesc pentru reglarea precisă a capacității în vederea punerii la punct a aparatelor.

Condensatoarele variabile servesc pentru acordul continuu al circuitelor oscilante de înaltă frecvență într-o anumită gamă de frecvențe.

Reprezentarea în scheme

In schemele de principiu cu caracter practic, alături de reprezentarea grafică convențională, condensatorul (fig. 11-7) se notează și cu litera C avînd un număr de ordine (de exemplu C_1, C_2, C_3 etc.), de asemenea, se notează și valoarea capacității condensatorului.

Pentru simplificarea schemelor în literatura radiotehnică sovietică se folosesc următoarele notații prescurtate pentru valoarea capacității condensatoarelor.

Capacitățile de la 1 pînă la 10 000 pF se notează în picofarazi, iar de la 10 000 pF în sus se notează în μF;

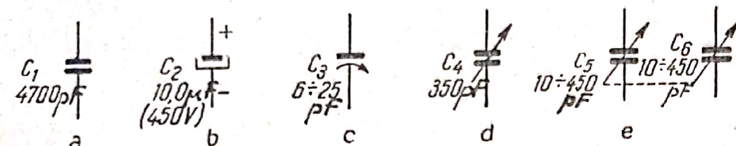


Fig 11-7. Semne convenționale pentru condensatoare: *a* – condensator fix; *b* – condensator electrolitic; *c* – condensator ajustabil; *d* – condensator variabil; *e* – condensator multiplu (dublu).

în ambele cazuri nu se scrie unitatea de măsură (de exemplu, capacitatea unui condensator de 3300 pF se notează doar cu numărul 3300, iar capacitatea de 20 000 pF se notează 0,02). Dacă capacitatea condensatorului este egală cu un număr întreg de microfarazi, după valoarea capacității se pune o virgulă și un zero (de exemplu capacitatea unui condensator de 10 μF se notează 10,0).

Valorile capacităților ce au fracțiuni de pF sau capacitățile egale cu un număr fracționar supraunitar de picofarazi se notează în picofarazi, indicîndu-se unitatea de măsură (de exemplu 0,5 pF sau 7,5 pF).

La condensatoarele variabile, precum și la cele semivariabile se specifică fie valorile extreme ale capacității, adică capacitatea minimă și cea maximă (de exemplu 15—520 sau 6—25), fie numai capacitatea maximă (de exemplu 520 sau 25).

Pentru condensatoarele electrolitice, alături de notația valorii capacității, se specifică adesea și tensiunea de lucru a condensatorului. De exemplu, un condensator de 10 μF pentru tensiunea de lucru de 450 V se notează 10,0 (450 V).

Parametrii principali ai condensatoarelor

Capacitatea. Capacitatea electrică a condensatorului depinde de suprafețele armăturilor lui, de distanța dintre ele și de constanta dielectrică a substanței care se află între armături. Cu o precizie suficientă pentru calcule, capacitatea unui condensator poate fi determinată cu ajutorul formulei

$$C=\frac{0{,}009\varepsilon S\,(n-1)}{a},$$

în care: C este capacitatea condensatorului, pF;

- S — suprafața activă a unei armături metalice, mm²;
- n — numărul de armături;
- a — distanța dintre două armături vecine (grosimea dielectricului), mm;
- ε — constanta dielectrică relativă a substanței dintre armături (pentru aer $\varepsilon=1$; pentru o peliculă de polistiren $\varepsilon=2{,}5$; pentru hîrtie de condensator $\varepsilon=4\ldots5$; pentru mică $\varepsilon=6\ldots7$; pentru oxid de aluminiu $\varepsilon=9\ldots10$; pentru ceramică de condensator $\varepsilon=12\ldots150$).

Exemplu. Se dă un condensator cu dielectric aer ($\varepsilon=1$); $S=850$ mm²; $n=27$; $a=0{,}4$ mm.

Se calculează:

$$C=\frac{0{,}009\cdot1{,}850\,(27-1)}{0{,}4}\approx 500 \text{ pF}.$$

În industrie se fabrică în serie condensatoare fixe între 1 pF și 2000 μF. Capacitatea indicată pe condensator corespunde valorilor nominale ale capacității (tabela 11-6), dar poate avea abateri în limitele admisibile. Valoarea maximă a abaterii valorii reale a condensatorului de la valoarea nominală marcată pe el este determinată de clasa de precizie. Condensatoarele de largă utilizare se împart în trei clase de precizie: clasa I cu toleranța de ±5%, clasa a II-a cu toleranța de ±10% și clasa a III-a cu toleranța de ±20%. Aceasta înseamnă, de exemplu, că la un condensator de clasa a III-a cu capacitatea nominală de 100 pF, capacitatea reală poate varia în limitele 80—120 pF.

Alegerea condensatorului de o anumită clasă de precizie este determinată de locul lui în schemă. Condensatoarele de clasa I, de exemplu, se folosesc în circuitele oscilante și în acele părți ale schemelor unde se cere o înaltă precizie a funcționării. În acele circuite unde variațiile relativ mari ale capacității nu influențează funcționarea schemei (de exemplu în circuitele de decuplare sau de filtraj) se pot folosi condensatoare de clasa a III-a.

Tensiunea de lucru. Tensiunea maximă la care poate lucra condensatorul în condiții sigure și timp îndelungat (cel puțin 10 000 ore), păstrîndu-și parametrii (capacitatea, rezistența izolației etc.), se numește tensiune de lucru nominală a condensatorului. Pentru majoritatea tipurilor de condensatoare se indică tensiunea nominală de lucru în curent continuu. Tensiunea alternativă (valoarea eficace) a condensatorului trebuie să fie de 1,5—2 ori mai mică decît tensiunea de lucru specificată în curent continuu. Atunci cînd condensatorul se află într-un circuit de curent pulsatoriu, suma tensiunii continue și a valorii de vîrf a tensiunii alternative care acționează pe armăturile condensatorului nu trebuie să depășească valoarea nominală a tensiunii de lucru.

Condensatoarele de largă utilizare se fabrică pentru anumite tensiuni de lucru cu valori cuprinse între unități de ordinul volților pînă la ordinul zecilor de kilovolți.

Coeficientul termic al capacității. Atunci cînd temperatura mediului ambiant variază, se schimbă și dimensiunile armăturilor condensatorului, distanța dintre ele, precum și valoarea constantei dielectrice a substanței dintre armături. De aceea, se modifică și capacitatea condensatorului. Variația relativă a capacității pentru 1 °C se numește coeficient termic al capacității (notat C.T.C.).

Capacitatea condensatoarelor cu mică, ceramice și a celor de sticlă emailată variază liniar (uniform) în intervalul temperaturilor de lucru. În funcție de C.T.C. aceste condensatoare se împart în mai multe grupe, fiecare fiind notat cu un simbol literar propriu (v. tabela 11-7). La celelalte condensatoare, capacitatea variază neliniar (neuniform), în funcție de temperatura mediului ambiant, și de aceea pentru aceste condensatoare nu se dă C.T.C.

C.T.C. se exprimă de obicei în milionimi ale valorii capacității condensatorului la temperatura normală (+20 °C). În funcție de dielectricul folosit în condensator, C.T.C. poate fi pozitiv (capacitatea crește o dată cu creșterea temperaturii mediului ambiant), sau negativ (capacitatea scade o dată cu micșorarea temperaturii mediului ambiant).

Scara valorilor nominale ale capacității condensatoarelor

Tabela 11-6

Picofarazi				Microfarazi					
1	10	100	1000	0,01	0,1	1	10	100	1000
—	11	110	1100	—	—	—	—	—	—
—	12	120	1200	0,012	0,12	1,2	12	120	1200
—	13	130	1300	—	—	—	—	—	—
1,5	15	150	1500	0,015	0,15	1,5	15	150	1500
—	16	160	1600	—	—	—	—	—	—
—	18	180	1800	0,018	0,18	1,8	18	180	1800
2	20	200	2000	0,02	0,2	2	20	200	2000
—	22	220	2200	—	—	—	—	—	—
2,5	24	240	2400	0,025	0,25	2,5	25	250	—
—	27	270	2700	—	—	—	—	—	—
3	30	300	3000	0,03	0,3	3	30	300	—
—	33	330	3300	—	—	—	—	—	—
3,5	36	360	3600	—	—	—	—	—	—
4	39	390	3900	0,04	0,4	4	40	400	—
4,5	43	430	4300	—	—	—	—	—	—
—	47	470	4700	—	—	—	—	—	—
5	51	510	5100	0,05	0,5	5	50	500	—
5,5	56	560	5600	—	—	—	—	—	—
6	62	620	6200	0,06	0,6	6	60	600	—
7	68	680	6800	0,07	0,7	7	70	700	—
—	75	750	7500	—	—	—	—	—	—
8	82	820	8200	0,08	0,8	8	80	800	—
9	91	910	9100	—	—	—	—	—	—

Scara servește ca bază pentru alegerea valorilor nominale ale condensatoarelor fixe produse de industrie.

Tabela 11-7

Parametrii termici ai condensatoarelor

Grupa	Coeficientul termic al capacității C. T. C.	Culoarea corpului
	Condensatoare cu mică	
А	Nu se normează	—
Б	$\pm 200 \cdot 10^{-6}$	—
В	$\pm 100 \cdot 10^{-6}$	—
Г	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	—
	Condensatoare ceramice	
Н	Nu se normează	portocaliu
С	$+(120 \pm 30)10^{-6}$	albastru închis
Р	$+(30 \pm 30)10^{-6}$	cenușiu
М	$-(50 \pm 30)10^{-6}$	albastru deschis
Д	$-(700 \pm 100)10^{-6}$	roșu
К	$-(1300 \pm 200)10^{-6}$	verde
	Condensatoare de sticlă emailate	
Р	$+(65 \pm 35)10^{-6}$	—
О	$(0 \pm 30)10^{-6}$	—
М	$-(50 \pm 30)10^{-6}$	—
П	$-(130 \pm 50)10^{-6}$	—

Condensatoarele cu C.T.C. negativ se folosesc pentru compensarea termică în circuitele oscilante de înaltă frecvență. Dacă într-un circuit care are o bobină a cărei inductanță crește o dată cu creșterea temperaturii mediului ambiant (bobina are un coeficient pozitiv de variație termică a inductanței) și provoacă scăderea frecvenței proprii a circuitului se introduce un condensator cu C.T.C. negativ, scăderea capacității lui în aceste condiții va provoca o creștere a frecvenței, adică influența unui asemenea condensator va fi de sens opus influenței pe care o exercită bobina asupra frecvenței. Ca rezultat, frecvența circuitului va fi mai stabilă la variația temperaturii mediului ambiant.

Rezistența de izolație. Calitatea dielectricului și diminsiunile acestuia determină rezistența de izolație a condensatorului la curent electric. Condensatoarele cu dielectric ceramic, de mică sau din diferite pelicule au o rezistență de izolație între armături care atinge zeci și sute de mii de megohmi, iar la condensatoarele cu dielectric de hîrtie rezistența de izolație atinge sute de mii de megohmi. Acest parametru permite să se cunoască valoarea curentului de fugă prin condensator și astfel să se stabilească dacă acest condensator poate lucra în mod satisfăcător într-o anumită parte sau în alta a schemei.

Rezistența izolației se măsoară între bornele condensatorului. La condensatoarele cu capacitatea pînă la 0,1 μF această rezistență se exprimă în valori absolute, iar la condensatoarele de capacități mai mari se obișnuiește să se indice rezistența de izolație, exprimată în megohmi-microfarazi (MΩ · μF).

La condensatoarele electrolitice rezistența de izolație nu este o valoare rigidă și de aceea nu este specificată. În locul acestei valori, pentru condensatoarele electrolitice

se reglementează curentul de fugă maxim admis, a cărui valoare se poate determina cu ajutorul formulei:

$$I_f = 0{,}0001\, CU + m,$$

în care I_f este curentul de fugă maxim admis, mA;
- C — capacitatea condensatorului, µF;
- U — tensiunea nominală de lucru, V;
- m = 0,2 pentru capacităţi pînă la 5 µF; m=0,1 pentru capacităţi de 5—50 µF şi m=0 pentru capacităţi de 50 µF.

Exemplu: Se dă: C=20 µF; U=400 V; m=0,1. Se calculează:

$$I_f = 0{,}0001 \cdot 20 \cdot 400 + 0{,}1 = 0{,}9 \text{ mA}.$$

Dacă măsurînd curentul de fugă prin condensatorul respectiv, în condiţiile arătate anterior, se observă că valoarea curentului este mai mică sau egală cu 0,9 mA, condensatorul poate fi considerat bun.

Pierderile. Intr-un condensator ideal conectat într-un circuit de curent alternativ energia nu se pierde şi unghiul de defazaj φ dintre tensiunea aplicată şi curentul care circulă prin circuit este egal cu 90°. Intr-un condensator real însă, o parte din energie este disipată în dielectric şi în rezistenţa ohmică a armăturilor datorită cărui fapt unghiul de defazaj se micşorează.

Energia disipată în condensator se exprimă de obicei prin tangenta unghiului de pierderi δ, care este egal cu diferenţa dintre unghiul de 90° şi unghiul de defazaj φ (adică δ=90°—φ):

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{2\pi f C r},$$

unde: f este frecvenţa curentului alternativ, Hz;
- C — capacitatea condensatorului, F;
- r — rezistenţa echivalentă de pierderi a condensatorului, Ω.

Pierderile cele mai mici le au condensatoarele ceramice, cele cu pelicule şi condensatoarele de sticlă emailată (tg $\delta \approx 0{,}001 \ldots 0{,}0015$). La condensatoarele cu mică, tg δ atinge valoarea de 0,01, la condensatoarele cu hîrtie şi la cele cu hîrtie metalizată valoarea tg δ ajunge pînă la 0,015, iar la condensatoarele ceramice cu sare Seignette valoarea tg δ ajunge pînă la 0,04. Pierderile cele mai mari sînt specifice condensatoarelor electrolitice (tg $\delta \approx 0{,}15 \ldots 0{,}2$).

Mărimea inversă a tg δ se numeşte factor de calitate al condensatorului şi se exprimă prin:

$$Q_C = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} = 2\pi f C r.$$

Factorul de calitate, care la condensatoarele cele mai bune atinge valoarea de 1000 şi chiar mai mult, determină calitatea funcţionării acestora în circuitele de curent alternativ.

Inductanţa propric. Armăturile condensatorului şi bornele lui au, ca orice alt conductor, o anumită inductanţă. Această inductanţă nu este utilă, dar este inevitabilă şi proprie condensatorului, depinzînd de dimensiunile armăturilor şi de modul de îmbinare a lor.

Inductanţa proprie condensatoarelor ceramice este egală aproximativ cu cîteva miimi de µH, iar la condensatoarele cu mică şi la cele cu hîrtie de capacitate mare, această inductanţă atinge cîteva zecimi de µH.

Condensatoare cu hîrtie

La condensatoarele cu hîrtie, ca dielectric se foloseşte hîrtie subţire bine impregnată cu o substanţă dielectrică, iar ca electrozi conductori (armături) se foloseşte foiţă metalică subţire. Aceste condensatoare se folosesc în toate tipurile de aparate radiotehnice, electronice şi de măsurat. Ele se folosesc ca elemente de cuplaj, de dirijare a tensiunii, de blocare şi de filtrare în diferite circuite cu tensiune continuă şi alternativă (de joasă frecvenţă).

Condensatoarele cu hîrtie se fabrică în diverse forme constructive cu diferite capacităţi nominale şi pentru diferite tensiuni de lucru. Cele mai mult folosite sînt condensatoarele de tip КБ (condensatoare cu hîrtie), de tip КБГ

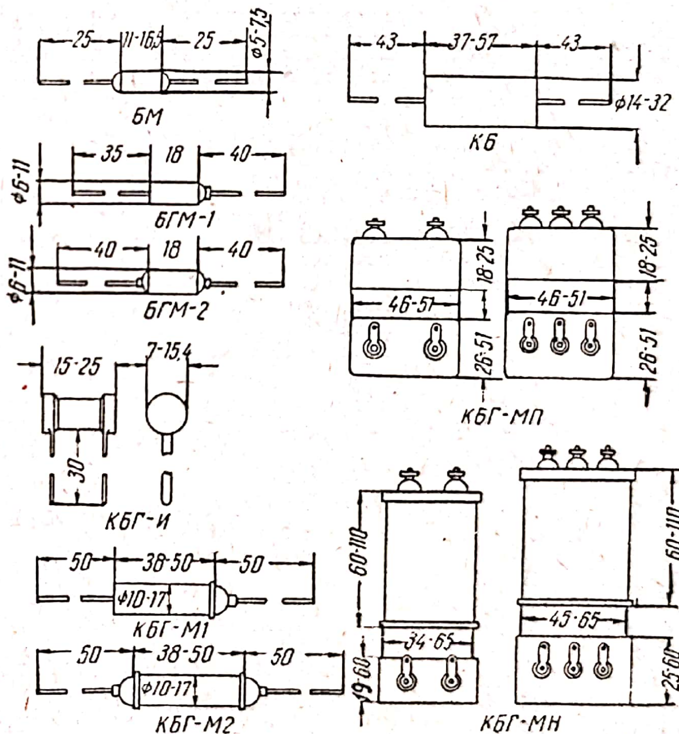


Fig. 11-8. Dimensiunile condensatoarelor cu hîrtie.

(condensatoare cu hîrtie ermetizate) şi de tip БМ (condensatoare cu hîrtie de dimensiuni mici) şi de tip БМ (condensatoare cu hîrtie ermetizate de dimensiuni mici).

Desenele cu cotele acestor condensatoare sînt prezentate în fig. 11-8, iar caracteristicile principale ale lor sînt date în tabela 11-8.

Condensatoare de tip КБ. Condensatoarele de acest tip se fabrică în corpuri cilindrice de hîrtie de diverse lungimi şi diametre (în funcţie de capacitatea şi tensiunea

de lucru) și au terminale din sîrmă. Ele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —40 și +60 °C și sînt fabricate cu capacitățile nominale cuprinse între 4700 pF și 0,5 μF, cu toleranțe de ±10% și ±20% și pentru tensiuni de lucru de 200, 400 și 600 V. Rezistența de izolație a acestor condensatoare în condiții normale (la temperatura de +20 °C) este de 500—2000 MΩ (rezistența cea mai mare o au condensatoarele cu capacitate mică), iar tangenta unghiului de pierderi este de

Tabela 11-8

Caracteristicile principale ale condensatoarelor cu hîrtie

Capacitatea, pF, μF	Tensiunea de lucru, V	Tipul condensatorului
470	400, 600	КБГ-И
510	150, 200, 300	БМ
680	150—600	БМ; КБГ-И
920	400	БГМ
1000	150—600	БМ; КБГ-И
1500	150—600	БМ; БГМ; КБГ-И
2200	150—600	БМ; КБГ-И
3300	200—600	БГМ; КБГ-И
4700	150—600	БМ; КБГ-И, КБ
5100	150, 200, 300	БМ
5600	400	КБ
6800	150—600	БМ; КБГ-И, КБ
9100	150, 200, 300	БМ
0,01	150—1500	БМ; БГМ; КБГ-И КБ; КБГ-М; КБГ-МП
0,015	150—600	БМ; КБГ-И; КБ; КБГ-М
0,02	150—600	БМ; КБГ-И; КБ; КБГ-М
0,025	150—600	БМ; КБГ-И; КБ; КБГ-М
0,03	150—600	БМ; КБГ-И; КБ; КБГ-М
0,033	400	БГМ
0,04	150—600	БМ; КБГ-И; КБГ-М
0,043	400	БГМ
0,047	400	БГМ
0,05	150—1500	БМ; БГМ; КБГ-И, КБ; КБГ-М; КБГ-МП
0,05×2	1000, 1500	КБГ-МП
0,05×3	600, 1000	КБГ-МП
0,07	200—600	КБГ-И; КБ; КБГ-М
0,1	200—1500	КБГ-И; КБ; КБГ-М; КБГ-МП
0,1×2	600—1500	КБГ-МП
0,1×3	200—1000	КБГ-МП
0,15	200—600	КБ; КБГ-М
0,2	200—600	КБ; КБГ-М
0,25	200—1500	КБ; КБГ-М; КБГ-МП КБГ-МН
0,25×2	200—1500	КБГ-МП; КБГ-МН
0,25×3	200, 600	КБГ-МП
0,3	200, 400	КБ
0,5	200—1500	КБ; КБГ-МП; КБГ-МН
0,5×2	200—1500	КБГ-МП; КБГ-МН
1,0	200—1500	КБГ-МП; КБГ-МН
1,0×2	200—1500	КБГ-МН
2,0	200—1500	КБГ-МП; КБГ-МН
2,0×2	200—1000	КБГ-МН
4,0	200—1000	КБГ-МН
6,0	200—600	КБГ-МН
8,0	200, 400	КБГ-МН
10,0	200	КБГ-МН

aproximativ 0,015. La temperatura de +60 °C rezistența de izolație devine de cîteva ori mai mică.

Nu se recomandă folosirea acestor condensatoare în aparate care lucrează în condiții de umiditate mărită. În prezent aceste condensatoare nu se mai fabrică.

Condensatoare de tip КБГ. Condensatoarele de acest tip se fabrică cu capacități nominale cuprinse între 470 pF și 2 μF cu toleranțe de ±5%, ±10% și ±20% și pentru tensiuni de lucru de 200, 400, 600, 1000 și 1500 V. Ele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 și +70 °C, au o tangentă a unghiului de pierderi de cel mult 0,01 și o rezistență de izolație de cel puțin 10 000 MΩ pentru condensatoarele cu capacitatea pînă la 0,2 μF și de cel puțin 2000 MΩ · μF pentru condensatoarele de capacitate mai mare.

Din punct de vedere constructiv, condensatoarele de tipul КБГ se împart în următoarele categorii: КБГ-И (în corpuri cilindrice ceramice sau de sticlă); КБГ-М (în corpuri cilindrice metalice); КБГ-МП (în corpuri metalice dreptunghiulare plate) și КБГ-МН (în corpuri metalice dreptunghiulare normale).

Condensatoarele КБГ-И și КБГ-М se fabrică pentru tensiuni de lucru de 200, 400 și 600 V. Acestea din urmă se fabrică în două variante: КБГ-М1 — la care un conductor de sîrmă este izolat față de corp, iar celălalt este legat cu corpul și КБГ-М2 — cu două terminale din sîrmă izolate față de corp. Condensatoarele КБГ-МП și КБГ-МН sînt calculate pentru aceleași tensiuni de lucru și, afară de aceasta, se fabrică pentru tensiuni de 1000 și 1500 V. Ele se fac cu unul, două sau trei contacte izolate față de corp și cu unul comun cu corpul.

Condensatoare de tip БМ. Aceste condensatoare sînt folosite în aparate de dimensiuni mici. Ele sînt montate în corpuri metalice mici de formă cilindrică și au terminalele din sîrmă.

Aceste condensatoare se fabrică cu capacități nominale cuprinse între 510 pF și 0,05 μF, au toleranțe de ±10% și ±20% și tensiuni de lucru de 150, 200 și 300 V. Ele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprinse între —60 și +70 °C și au o tangentă a unghiului de pierderi de cel mult 0,01, iar rezistența de izolație este de cel puțin 5000 MΩ.

Condensatoare de tip БГМ. În funcție de construcția lor, condensatoarele de acest tip sînt de două feluri: БГМ-1 (cu o ieșire izolată de corp) și БГМ-2 (cu două ieșiri izolate). Ambele grupe sînt calculate pentru a lucra în intervalul de temperaturi cuprins între —60 și +85 °C, au capacitatea nominală cuprinsă între 920 pF și 0,05 μF, cu toleranțele de ±5%, ±10% și ±20% și o tensiune de lucru de 400 V, tangenta unghiului de pierderi este de cel mult 0,01 iar rezistența de izolație este de cel puțin 10 000 MΩ.

Destinația acestor condensatoare este aceeași ca și a condensatoarelor de tip БМ.

Condensatoare de alte tipuri. În afară de tipurile de condensatoare cu hîrtie amintite mai sus și folosite pe scară largă, în industria sovietică se mai fabrică de asemenea condensatoare cu hîrtie de destinație specială: БГТ (cu hîrtie, ermetizate, termostabile), БГМТ (cu hîrtie, ermetizate, de dimensiuni mici, termostabile), КБП (condensatoare cu hîrtie de trecere).

Condensatoarele de tipurile БГТ (în corpuri dreptunghiulare) și БГМТ (în corpuri cilindrice) sînt calculate pentru a lucra în intervalul de temperaturi cuprins între —60 și +100 °C. Primele se fabrică cu capacitatea nominală cuprinsă între 0,01 și 10 μF și pentru tensiunile de lucru cuprinse între 200 și 1500 V, iar cele din a doua

categorie, cu capacitatea între 470 pF şi 0,25 μF şi cu tensiunea de lucru de 400 şi 600 V. Ceilalţi parametri ai acestor condensatoare sînt analogi condensatoarelor cu hîrtie.

Condensatoarele de tip КБП au o construcţie specială şi sînt destinate pentru atenuarea paraziţilor de înaltă frecvenţă în circuitele cu tensiuni continue şi alternative, la un curent maxim prin conductor pînă la 70 A. Ele se fabrică cu capacităţile nominale de 0,25—2 μF şi pentru tensiunile de lucru de 110—1500 V.

Condensatoare cu hîrtie metalizată

Condensatoarele cu hîrtie metalizată constituie o variantă a condensatoarelor cu hîrtie. Ele se confecţionează din benzi subţiri de hîrtie impregnate cu o compoziţie izolantă şi acoperite pe o parte cu un strat subţire de lac pe care se aplică prin pulverizare un strat metalic extrem de fin (armătura).

Aceste condensatoare au dimensiuni mult mai mici (în volum de cîteva ori) decît condensatoarele obişnuite cu hîrtie, la aceleaşi caracteristici electrice. Datorită acestui fapt, aceste condensatoare se recomandă să fie folosite în aparatele de dimensiuni mici, precum şi în filtrele redresoarelor, în locul condensatoarelor electrolitice, în aparatele unde se cere o siguranţă foarte mare de funcţionare. Pe lîngă aceasta, condensatoarele cu hîrtie metalizată mai au o proprietate foarte preţioasă: de a se reface (recondiţiona) automat în cazul străpungerii dielectricului, fără înrăutăţirea practică a parametrilor electrici.

Condensatoarele cu hîrtie metalizată, ca şi cele obişnuite cu hîrtie se fabrică în diferite forme, pentru diferite tensiuni de lucru şi cu diverse capacităţi nominale. Cele mai răspîndite sînt condensatoarele de tipurile МБГЦ (cu hîrtie metalizată, ermetizate, cilindrice), МБГО (cu hîrtie metalizată, ermetizate, într-un singur strat), МБГП (cu hîrtie metalizată, ermetizate, dreptunghiulare) şi МБМ (cu hîrtie metalizată, de dimensiuni mici). Toate aceste condensatoare sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 şi +70 °C (condensatoarele МБГО se pot folosi pînă la +60 °C), au tangenta unghiului de pierderi de cel mult 0,015 şi rezistenţa

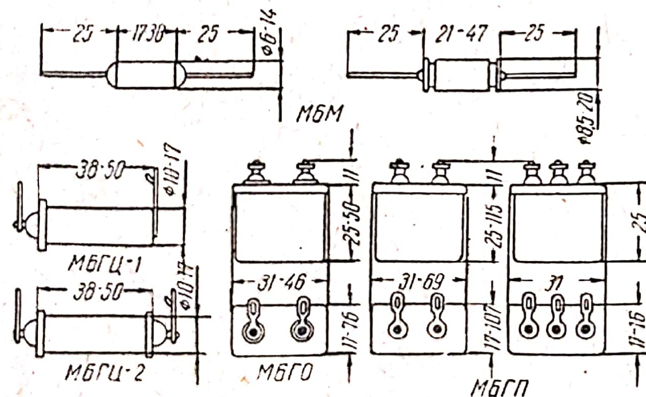


Fig. 11-9. Dimensiunile condensatoarelor cu hîrtie metalizată.

de izolaţie de 2000—5000 MΩ — pentru condensatoarele cu capacitatea pînă la 0,1 μF, şi 200—1000 MΩ · μF — pentru condensatoarele cu capacitate mai mare.

Desenele cu dimensiunile acestor condensatoare sînt date în fig. 11-9, iar caracteristicile lor principale sînt date în tabela 11-9.

Tabela 11-9

Caracteristicile principale ale condensatoarelor cu hîrtie metalizată

Capacitatea, μF	Tensiunea de lucru, V	Tipul condensatorului
0,0051	1500	МБМ
0,01	750—1500	МБМ
0,025	500—1500	МБМ; МБГЦ
0,05	160—1500	МБМ; МБГЦ
0,1	160—1500	МБМ; МБГЦ; МБГП
0,1×2	400	МБГП
0,25	160—1500	МБМ; МБГЦ; МБГО; МБГП
0,25×2	200	МБГП
0,5	160—1500	МБМ; МБГЦ; МБГО; МБГП
0,5×2	200	МБГП
1	160—1500	МБМ; МБГЦ; МБГО; МБГП
2	160—1500	МБГО; МБГП
4	160—1500	МБГО; МБГП
10	160—1500	МБГО; МБГП
15	200	МБГП
20	160—500	МБГО
25	200	МБГП
30	160, 300	МБГО

Condensatoare de tip МБГЦ. Condensatoarele de acest tip au capacitatea nominală cuprinsă între 0,025 şi 1 μF, cu toleranţe de ±5%, ±10% şi ±20% şi pentru tensiuni de lucru de 200, 400, 600 şi 1000 V.

Ele sînt montate într-un corp metalic de formă cilindrică şi au ieşirile în formă de oeze. Există două feluri de asemenea condensatoare: МБГЦ-1 (cu o ieşire izolată faţă de corp) şi МБГЦ-2 (cu ambele ieşiri izolate).

Condensatoare de tip МБГО. Aceste condensatoare se fabrică cu capacităţi nominale cuprinse între 0,25 şi 30 μF, cu toleranţe de ±10% şi ±20% şi pentru tensiuni de lucru de 160, 300, 400, 500 şi 600 V. Ele se montează în corpuri metalice de formă dreptunghiulară.

Condensatoare de tip МБГП. Condensatoarele de acest tip se fabrică cu capacitatea nominală cuprinsă între 0,1 şi 25 μF, cu toleranţe de ±5%, ±10% şi ±20% şi pentru tensiuni de lucru de 200, 400, 600, 1000 şi 1500 V. Ele se fabrică în corpuri metalice plate şi au diferite moduri de fixare.

Condensatoare de tip МБМ. Aceste condensatoare sînt destinate aparatelor de dimensiuni mici. Ele se fabrică cu capacităţi nominale cuprinse între 5100 pF şi 1 μF, cu toleranţe de 10% şi 20% şi pentru tensiuni de lucru de 160, 250, 500, 750 şi 1000 V. Ele se fabrică în corpuri metalice de formă cilindrică şi au ieşirile izolate faţă de corp.

Condensatoare de alte tipuri. Paralel cu tipurile de condensatoare cu hîrtie metalizată, amintite mai înainte şi folosite pe scară largă, se produc pe scară industrială şi condensatoare cu hîrtie metalizată speciale de tipurile МБГТ (cu hîrtie metalizată, ermetizate, termostabile) şi МБГЧ (cu hîrtie metalizată, ermetizate pentru înaltă frecvenţă), montate în corpuri metalice dreptunghiulare.

Condensatoarele de tip МБГТ sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 și +100 °C, au capacitatea nominală cuprinsă între 0,1 și 20 μF și tensiunea de lucru de 160—1000 V.

Condensatoarele de tip МБГЧ, datorită unui mod special de legare a armăturilor cu ieșirile, au o inductanță proprie relativ mică și de aceea se pot folosi la frecvențe mai înalte decît celelalte condensatoare cu hîrtie metalizată. Ele se fabrică cu capacitatea nominală cuprinsă între 0,25 și 10 μF și au tensiunea de lucru de 150—1000 V.

Ceilalți parametri electrici ai condensatoarelor МБГТ și МБГЧ sînt analogi cu cei ai celorlalte tipuri de condensatoare cu hîrtie metalizată.

Condensatoare cu mică

In condensatoarele cu mică se folosește ca dielectric mica de înaltă frecvență, iar ca element conductor (armături) o foiță metalică sau straturi subțiri de argint aplicat prin pulverizare pe suprafața lamelelor de mică.

Datorită pierderilor relativ mici (tangenta unghiului de pierderi este de aproximativ 0,001) și datorită rezistenței mari de izolație (de ordinul a 10 000 MΩ), aceste condensatoare se folosesc în special în circuitele de înaltă frecvență, precum și ca elemente de dirijare a tensiunii în celelalte circuite ale aparatelor radiotehnice și electronice.

Condensatoarele cu armături din foiță metalică sînt mai puțin stabile decît condensatoarele cu strat de argint. Din punctul de vedere al parametrilor termici (C.T.C.) ele fac parte din grupa A și se folosesc numai în acele circuite unde stabilitatea capacității nu are o importanță prea mare. Celelalte condensatoare fac parte din grupele Б, В și Г (v. tabela 11-7).

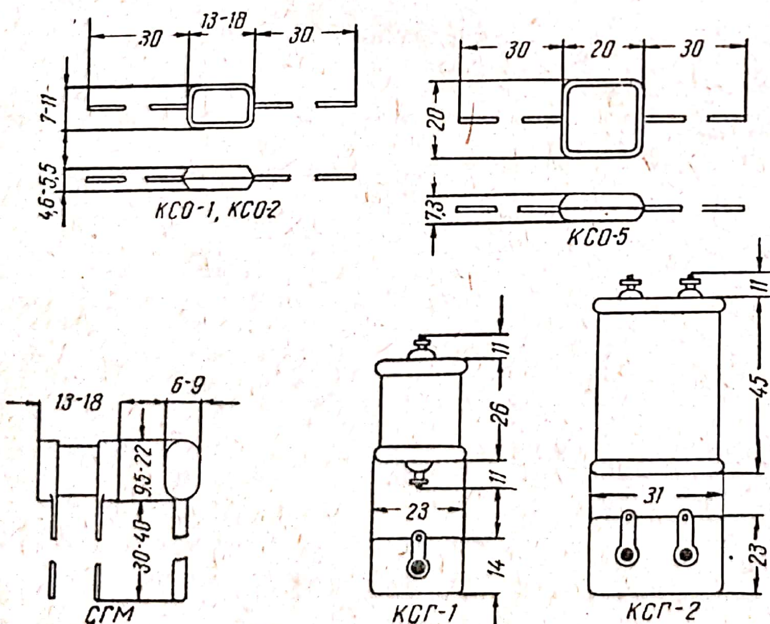


Fig. 11-10. Dimensiunile condensatoarelor cu mică.

Tabela 11-10

Caracteristicile principale ale condensatoarelor cu mică

Capacitatea, pF, μF	Tensiunea de lucru, V	Tipul condensatorului
51—560	250	СГМ-1
51—750	250	КСО-1
51—4300	500	СГМ-3
100—1500	1500	СГМ-3
100—2400	500	КСО-2
100—3000	1000	СГМ-3
470—4700	1000	КСГ-1
470—6800	500	КСО-5
470—0,02	500	КСГ-1
620—1200	250	СГМ-2
1600—3900	1500	СГМ-4
3300—6800	1000	СГМ-4
4700—6200	500	СГМ-4
6800—0,01	250	СГМ-4
7500—0,01	250	КСО-5
0,02—0,03	1000	КСГ-2
0,02—0,1	500	КСГ-2

Capacitățile nominale intermediare corespund valorilor standard care se află la p. 256 (tabela 11-6).

Industrial se fabrică în masă condensatoare cu mică de tipurile КСО (condensatoare cu mică presate în masă plastică), КСГ (condensatoare cu mică, ermetizate) și СГМ (condensatoare cu mică, ermetizate, de dimensiuni mici). Toate aceste condensatoare sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 și +70 °C (СГМ — pînă la +80 °C) și au toleranțe de ±2%, ±5%, ±10% și ±20%. Desenele cu dimensiunile acestor condensatoare sînt date în fig. 11-10, iar caracteristicile principale ale acestora se află în tabela 11-10.

Condensatoare de tip КСО. In funcție de valoarea nominală a capacității, de tensiunile de lucru și de forma constructivă, condensatoarele de tip КСО se fabrică în 10 tipuri, dintre care cele mai răspîndite sînt: КСО-1 (cu capacitatea între 51 și 750 pF și cu tensiunea de lucru de 250 V), КСО-2 (cu capacitatea de 100—2400 pF și tensiunea de lucru de 500 V) și КСО-5 (cu capacitatea cuprinsă între 470 pF și 0,01 μF și cu tensiunile de lucru de 250 și 500 V). Celelalte condensatoare de acest tip (de la КСО-6 pînă la КСО-13) se folosesc rar (au capacitățile cuprinse între 10 pF și 0,05 μF și tensiunile de lucru între 250 și 7000 V).

Este de remarcat că în trecut (pînă în anul 1954) unele valori nominale ale condensatoarelor КСО-1, КСО-2 și КСО-5 se fabricau sub denumirea СОМ-1, СОМ-2 și СОМ-3.

Condensatoare de tip КСГ. Aceste condensatoare se compun dintr-un pachet de lamele de mică argintate. Pachetul este introdus într-un corp metalic, ermetic închis, de formă dreptunghiulară. Există două feluri de asemenea condensatoare: КСГ-1 și КСГ-2. Condensatoarele КСГ-1 au capacitatea nominală cuprinsă între 450 pF și 0,02 μF și tensiunea de lucru de 500 V; de asemenea există condensatoare cu capacitatea de 470—4700 pF și cu tensiunea de lucru de 1000 V. Terminalele în formă de oeze se află pe pereții laterali opuși ai corpului.

Condensatoarele КСГ-2 au oezele de ieşire montate pe capacul superior. Aceste condensatoare se fabrică cu capacitatea nominală cuprinsă între 0,02 şi 0,1 μF şi au tensiunile de lucru de 500 şi de 1000 V.

Condensatoare de tip СГМ. La condensatoarele de acest tip pachetul de lamele de mică argintate este montat într-un tub ceramic mic puţin aplatisat ale cărui capete sînt închise cu capace metalice avînd ieşiri în formă de benzi. În funcţie de dimensiuni, aceste condensatoare sînt de patru feluri: de la СГМ-1 pînă la СГМ-4.

Condensatoarele СГМ-1 se fabrică cu capacitatea nominală de 51—560 pF şi pentru tensiuni de lucru de 250 V; condensatoarele СГМ-2 se fabrică cu capacitatea de 620—1200 pF şi cu aceeaşi tensiune de lucru; condensatoarele СГМ-3 se fabrică cu capacitatea de 51—4300 pF şi cu tensiunea de lucru de 500—1000 şi 1500 V şi condensatoarele СГМ-4, cu capacitatea între 1600 pF şi 0,01 μF şi cu tensiunea de lucru de 250—1500 V.

Condensatoare cu pelicule şi cu pelicule metalizate

Condensatoarele cu pelicule şi cu pelicule metalizate se folosesc în apartura radiotehnică, electronică şi de măsurat, paralel cu condensatoarele cu mică şi cele ceramice. Ca dielectric, în aceste condensatoare se foloseşte o peliculă subţire de polistiren, stiroflex sau fluoroplast, iar ca electrozi se folosesc foiţe metalice subţiri (la condensatoarele cu peliculă) sau un strat metalic foarte fin aplicat pe peliculă (la condensatoarele cu peliculă metalizată).

Dintre condensatoarele cu peliculă şi cu peliculă metalizată fabricate pe scară industrială, cele mai răspîndite sînt condensatoarele de tipurile ПО (cu peliculă, deschise), ПОВ (cu peliculă, deschise, pentru tensiuni înalte), ПСО (cu peliculă de stiroflex, deschise), ПМ (cu peliculă, de dimensiuni mici) şi МПГ (cu peliculă metalizată, ermetizate).

Desenele cu dimensiunile acestor condensatoare sînt prezentate în fig. 11-11, iar caracteristicile principale ale lor sînt date în tabela 11-11.

Condensatoare de tip ПО. Aceste condensatoare se fabrică cu capacitatea nominală cuprinsă între 51 pF şi 0,03 μF, cu toleranţe de ±10% şi ±20% şi cu tensiunea de lucru de 300 V. Ele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —40 şi +50 °C şi au rezistenţa de izolaţie de cel puţin 10^7—10^8 MΩ.

Condensatoare de tip ПОВ. Aceste condensatoare se fabrică cu capacitatea nominală de 390 pF, cu toleranţa

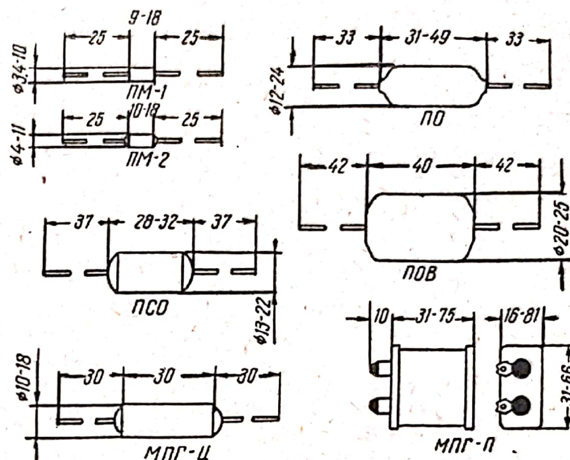


Fig. 11-11. Dimensiunile condensatoarelor cu peliculă.

de ±20% şi pentru tensiuni de lucru de 10 şi 15 kV. Ele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între 0 şi +60 °C şi au rezistenţa de izolaţie de cel puţin 50 000 MΩ.

Condensatoare de tip ПСО. Aceste condensatoare se fabrică cu capacitatea nominală de 470—10 000 pF, cu toleranţe de ±5%, ±10% şi ±20% şi pentru tensiunea de lucru de 500 V. Ele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între 0 şi +60 °C, au tangenta unghiului de pierderi de cel mult 0,0015 şi rezistenţa de izolaţie de cel puţin 10 000 MΩ.

Tabela 11-11

Caracteristicile principale ale condensatoarelor cu pelicule şi cu pelicule metalizate

Capacitatea, pF, μF	Tensiunea de lucru, V	Toleranţele	Tipul condensatorului
51; 82	300	±20%	ПО
100; 300; 510; 750	60	±5%; ±10%; ±20%	ПМ-1; ПМ-2
150; 200; 270; 300; 330; 680	300	±10%	ПО
390	10 000	±20%	ПОВ
390	15 000	±20%	ПОВ
470—0,01	500	±5%; ±10%; ±20%	ПСО
1000—0,01	60	±5%; ±10%; ±20%	ПМ-1; ПМ-2
2200; 2400; 3600; 4700	300	±5%; ±10%	ПО
3000—0,01	500	±2%; ±5%; ±10%	МПГ-Ц
3000—0,01	1 000	±2%; ±5%; ±10%	МПГ-Ц
0,015; 0,02	500	±1%; ±2%; ±5%; ±10%	МПГ-Ц
0,015; 0,02—0,05	1 000	±1%; ±2%; ±5%; ±10%	МПГ-П
0,025; 0,03	300	±5%; ±10%	ПО
0,025—0,05; 0,1	500	±1%; ±2%; ±5%; ±10%	МПГ-Ц
0,25; 0,5; 1,0; 2,0	250	±1%; ±2%; ±5%; ±10%	МПГ-П

Capacităţile nominale intermediare corespund cu standardul dat la p. 256 (tabela 11-6).

Condensatoare de tip ПМ. Aceste condensatoare se fabrică cu capacitatea nominală de 100—10 000 pF, cu toleranțe de ±5%, ±10% și ±20% și cu tensiunea de lucru de 60 V. Ele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 și +70 °C, au tangenta unghiului de pierderi de aproximativ 0,001—0,0015 și au rezistența de izolație de cel puțin 50 000 MΩ. În funcție de construcția și de dimensiunile lor, aceste condensatoare se împart în două tipuri: ПМ-1 și ПМ-2.

Condensatoare de tip МПГ. În funcție de construcția lor, condensatoarele de acest tip sînt de două feluri: МПГ-Ц (în corpuri metalice de formă cilindrică și cu terminale de sîrmă) și МПГ-П (în corpuri metalice de formă dreptunghiulară cu oeze pe capac). Ele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 și +60 °C, au tangenta unghiului de pierderi de cel mult 0,001 iar rezistența de izolație este de cel puțin 50 000 MΩ, pentru capacitățile pînă la 0,1 μF și de 5000 MΩ · μF — pentru capacități mai mari.

Condensatoarele МПГ-Ц se fabrică cu capacitatea nominală de 3000—10 000 pF, cu toleranțe de ±2%, ±5% și ±10% și pentru tensiuni de lucru de 500 și 1000 V, iar condensatoarele МПГ-П au capacitatea nominală cuprinsă între 0,015 și 2 μF, toleranțe de ±1%, ±2%, ±5% și ±10% și tensiuni de lucru de 250, 500 și 1000 V.

Condensatoare de alte tipuri. Dintre alte condensatoare cu peliculă folosite în cazuri speciale trebuie amintite condensatoarele de tipurile ФТ (de fluoroplast, termostabile) și ПГТ (de polistiren, ermetizate, de precizie).

Condensatoarele ФТ sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 și +200 °C, au capacitățile nominale cuprinse între 0,02 și 0,25 μF și se fabrică pentru tensiuni de lucru de 200 și 600 V.

Condensatoarele ПГТ se fabrică cu capacități nominale de 0,08—2 μF, cu toleranțe de ±0,1%, ±0,2% și ±0,5% și cu tensiuni de lucru de 160 și 300 V.

Condensatoare ceramice

Condensatoarele ceramice se folosesc pe scară largă în diferite aparate de radiotehnică, în special în circuitele de înaltă frecvență. Ca dielectric se folosește un tub sau un disc din ceramică specială pentru condensatoare, cu pierderi mici în dielectric, iar ca armături se folosesc straturi subțiri de argint aplicat pe suprafața tubului sau discului ceramic. Se fabrică de asemenea condensatoare cu dielectric de ceramică Seignette destinate pentru a lucra în circuitele de joasă frecvență.

În funcție de valoarea C.T.C., condensatoarele ceramice se împart în șase grupe. Fiecare grupă are corpul vopsit într-o anumită culoare sau are pe corp un punct de aceeași culoare.

Dintr-un mare număr de condensatoare ceramice diferite din punctul de vedere al construcției și al destinației, cele mai răspîndite sînt condensatoarele de următoarele tipuri: КТК (condensatoare ceramice tubulare), КТМ (condensatoare ceramice tubulare de dimensiuni mici), КДК (condensatoare ceramice în formă de disc), КДМ (condensatoare ceramice în formă de disc de dimensiuni mici) și КДС (condensatoare în formă de disc din ceramică Seignette). Desenele cu dimensiunile acestor condensatoare sînt prezentate în fig. 11-12, iar caracteristicile principale ale lor sînt date în tabela 11-12.

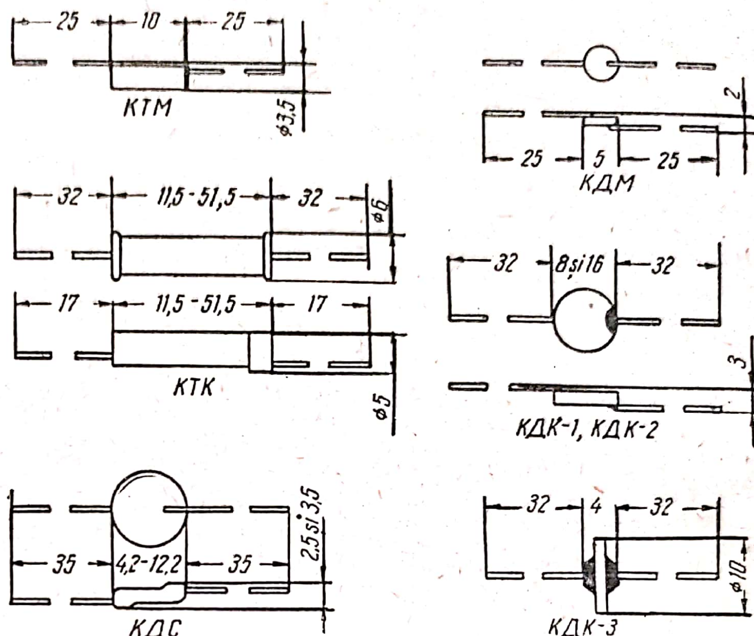


Fig. 11-12. Dimensiunile condensatoarelor ceramice.

Condensatoare de tip КТК. În funcție de dimensiunile și valorile nominale ale capacității, condensatoarele de acest tip se împart în cinci grupe (de la КТК-1 pînă la КТК-5) și se fabrică în două variante (cu ieșiri de sîrmă și în formă de benzi). Lîngă ieșirea de la armătura interioară se face un semn negru.

Aceste condensatoare sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 și +80 °C (grupele H și K pot lucra pînă la +85 °C), au tangenta unghiului de pierderi de cel mult 0,0012 (grupa P are tangenta de cel mult 0,001, iar grupa H are tangenta de cel mult 0,035) și au rezistența de izolație de cel puțin 10 000 MΩ.

Condensatoarele din grupele C, P, M, Д și K se fabrică cu capacități nominale cuprinse între 2 și 2200 pF, cu toleranțe de ±2%, ±5% și ±10% și au tensiunea de lucru de 500 V, iar condensatoarele din grupa H au capacitățile nominale de 2400, 6200, 10 000, 15 000 și 20 000 pF și au toleranțele de +100% și —20%, iar tensiunea de lucru de 300 V.

Condensatoare de tip КТМ. Aceste condensatoare sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 și +85 °C, au tangenta unghiului de pierderi de cel mult 0,0015 (grupa H are tangenta de cel mult 0,035) și au rezistența de izolație de cel puțin 10 000 MΩ (grupa H are rezistența de izolație de cel puțin 1000 MΩ).

Condensatoarele din grupele C, P, M, Д și K se fabrică cu capacitatea nominală cuprinsă între 1 și 300 pF, cu toleranțe de ±10% și ±20% și pentru tensiunea de

lucru de 150 V, iar condensatoarele din grupa Н au capacitatea cuprinsă între 510 și 4300 pF, cu toleranțe de +100% și —20%, avînd aceeași tensiune de lucru.

Condensatoare de tip КДК. Aceste condensatoare se împart în trei categorii (de la КДК-1 pînă la КДК-3). Din punctul de vedere al intervalului de temperatură, al tangentei unghiului de pierderi, al rezistenței de izolație, al tensiunilor de lucru și al toleranțelor, aceste condensatoare sînt identice cu condensatoarele de tip КТК. Condensatoarele din grupele С, Р, М, Д și К se fabrică cu capacitatea nominală cuprinsă între 1 și 240 pF, iar condensatoarele din grupa Н se fabrică cu capacitatea de 680, 2400 și 5100 pF.

Condensatoare de tip КДМ. Din punctul de vedere al intervalului de temperatură, al tangentei unghiului de pierderi, al rezistenței de izolație, al tensiunii de lucru și al toleranțelor, aceste condensatoare sînt identice cu condensatoarele de tip КТМ.

Condensatoarele din grupele С, Р, М, Д și К se fabrică cu capacitatea nominală cuprinsă între 1 și 100 pF, iar condensatoarele din grupa Н au capacitatea cuprinsă între 510 și 1500 pF.

Condensatoare de tip КДС. După dimensiuni și după valorile nominale ale capacității, se disting trei feluri de condensatoare: КДС-1, cu capacitatea nominală de 1000 pF; КДС-2 cu capacitatea de 3000 pF și КДС-3 cu capacitatea de 6800 pF.

Toate aceste condensatoare se fabrică pentru tensiunea de lucru de 250 V, au toleranțe de +100% și —40%, tangenta unghiului de pierderi, de cel mult 0,04, iar rezistența de izolație, de cel puțin 10 000 MΩ. Intervalul temperaturilor de lucru este cuprins între —60 și +80 °C.

Condensatoare de alte tipuri. Din celelalte tipuri de condensatoare ceramice de diverse destinații trebuie amintite condensatoarele de tipul КТН (ceramice, tubulare, neermetizate) care se fabrică cu capacitatea nominală cuprinsă între 2 și 680 pF și cu tensiunea de lucru de 500 V; condensatoarele КО (ceramice, de sprijin) care se fabrică cu capacitatea de 20—360 și 100—5100 pF și cu tensiunea de lucru de 400 și 500 V și care se folosesc ca condensatoare de decuplare; condensatoarele КДО (ceramice, în formă de disc, de sprijin) se fabrică cu capacitatea cuprinsă între 3 și 1500 pF și cu tensiunea de lucru de 400 și 500 V, avînd aceeași destinație; condensatoarele КДУ

Tabela 11-12

Caracteristicile principale ale condensatoarelor ceramice

Capacitatea, pF	Tensiunea de lucru, V	Grupa, după coeficientul de variație termică a capacității (C.T.C.)	Tipul condensatorului	Capacitatea, pF	Tensiunea de lucru, V	Grupa, după coeficientul de variație termică a capacității (C.T.C.)	Tipul condensatorului
1— 3	500	С	КДК-1	43— 68	500	С	КТК-4
1— 4	150	С	КДМ	51— 300	150	К	КТМ
1— 5	500	Р	КДК-1	56— 82	500	Р	КТК-4
1— 5	500	С	КДК-3	62— 100	500	С	КТК-5
1— 7	500	М	КДК-1	75— 120	500	Р	КТК-5
1— 7	500	Р	КДК-3	82— 150	500	М	КТК-3
1— 12	150	С	КТМ	100— 360	500	Д	КТК-2
2— 15	500	Р, С	КТК-1	110— 240	500	К	КДК-3
2— 39	500	М	КТК-1	130— 200	500	М	КТК-4
2—180	500	Д	КТК-1	180— 240	500	К	КТК-1
3— 10	500	С	КДК-2	180— 240	500	М	КТК-5
3— 10	500	М	КДК-3	240— 560	500	Д	КТК-3
3— 30	500	Д	КДК-1	270— 680	500	К	КТК-2
4— 10	150	Р	КДМ	430— 750	500	Д	КТК-4
4— 12	150	М	КДМ	510—1500	150	Н	КДМ
5— 15	500	Р	КДК-2	510—4300	150	Н	КТМ
7— 20	500	М	КДК-2	680	300	Н	КДК-1
10— 30	150	Р	КТМ	680—1000	500	Д	КТК-5
10— 30	500	С	КТК-2	750—1000	500	К	КТК-3
10— 39	500	Р	КТК-2	1000	250	—	КДС-1
10— 51	150	М	КТМ	1100—1600	500	К	КТК-4
12— 39	150	Д	КДМ	1800—2200	500	К	КТК-5
15— 36	500	К	КДК-1	2400	300	Н	КДК-2
24— 51	500	С	КТК-3	2400	300	Н	КТК-1
30— 75	500	Д	КДК-3	3000	250	—	КДС-2
30— 91	500	М	КТК-2	5100	300	Н	КДК-3
30—100	150	К	КДМ	6200	300	Н	КТК-2
30—120	150	Д	КТМ	6800	250	—	КДС-3
30—130	500	Д	КДК-2	10 000	300	Н	КТК-3
36— 62	500	Р	КТК-3	15 000	300	Н	КТК-4
39—100	500	К	КДК-2	20 000	300	Н	КТК-5

Capacitățile nominale intermediare corespund cu standardul dat la p. 256 (tabela 11-6).

(ceramice, în formă de disc, pentru unde ultrascurte), cu capacitatea cuprinsă între 1 și 27 pF și cu tensiunea de lucru de 500 V, destinate pentru a lucra în circuitele cu frecvențe pînă la 500 MHz; condensatoarele КОБ (ceramice, presate în formă de butoiaș) se fabrică cu capacitatea cuprinsă între 500 și 2500 pF și cu tensiunea de lucru între 5 și 30 kV. Aceste condensatoare se folosesc pentru filtraj. Condensatoarele КТП (ceramice, tubulare, de trecere) cu capacitatea de 8, 20, 27, 100, 300, 3600, 6800 și 15 000 pF la tensiunea de lucru de 400 și 500 V sînt destinate pentru atenuarea paraziților de înaltă frecvență.

Condensatoare cu sticlă emailate

Condensatoarele cu sticlă emailate se compun din straturi subțiri alternative de email (dielectric) și argint (armături) care aderă între ele prin coacere la temperaturi înalte. Armăturile pare și cele impare sînt legate separat la capetele opuse ale condensatorului.

În industrie se fabrică condensatoare cu sticlă emailate pentru a fi folosite pe scară mare în diferite aparate. Condensatoarele de tip КС (condensatoare cu sticlă emailate) se împart în trei grupe, în funcție de dimensiunile lor: КС-1, КС-2 și КС-3. Din punctul de vedere al caracteristicilor electrice principale, ele sînt asemănătoare cu condensatoarele ceramice și pot fi folosite în locul lor.

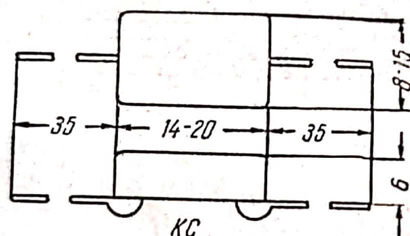


Fig. 11-13. Dimensiunile condensatoarelor cu sticlă emailate

Dimensiunile acestor condensatoare sînt date în fig. 11-13, iar caracteristicile lor principale sînt date în tabela 11-13.

Tabela 11-13

Caracteristicile principale ale condensatoarelor cu sticlă emailate

Capacitatea, pF	Tensiunea de lucru, V	Grupa C. T. C.	Tipul condensatorului
10— 180	500	P	КС-1
10— 200	500	O	КС-1
15— 240	500	M	КС-1
20— 300	500	П	КС-1
180— 470	500	P	КС-2
200— 510	500	O	КС-2
240— 560	500	M	КС-2
300— 750	500	П	КС-2
470, 510	500	P	КС-3
510— 620	500	O	КС-3
560 — 750	500	M	КС-3
750—1000	500	П	КС-3

Capacitățile nominale intermediare corespund cu standardul de la p. 256 (tabela 11-6).

Condensatoarele de tip КС sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 și +100 °C, au tangenta unghiului de pierderi de cel mult 0,0015 și au rezistența de izolație de cel puțin 20 000 MΩ. Ele se fabrică pentru capacitatea nominală cuprinsă între 10 și 1000 pF, cu toleranțe de ±2%, ±5%, ±10% și ±20% și pentru tensiunea de lucru de 500 V. Din punctul de vedere al parametrilor termici (C.T.C.), aceste condensatoare fac parte din grupele P, O, M și П (v. tabela 11-7).

Condensatoarele cu sticlă emailate se fabrică cu terminale de sîrmă și fără terminale. Acestea din urmă sînt destinate montajelor imprimate ale căror conductoare exterioare se lipesc direct la capetele metalizate ale condensatorului.

Condensatoare electrolitice

Condensatoarele electrolitice lucrează în circuitele cu tensiune continuă sau pulsatorie și se folosesc în special pentru filtrarea (separarea) tensiunilor alternative. Condensatoarele electrolitice de dimensiuni mici se folosesc de asemenea în aparatele cu tranzistoare pentru cuplajul între etaje.

Dielectricul condensatoarelor electrolitice îl constituie un strat subțire de oxid aplicat prin procedeul electrolitic pe o bandă subțire de foiță metalică. Această bandă constituie una din armăturile condensatorului (anodul). Cealaltă armătură (catodul) se face dintr-o bandă de hîrtie impregnată cu electrolit, care aderă la suprafața acoperită cu oxid a anodului, precum și dintr-o bandă de hîrtie impregnată. Toate aceste benzi se înfășoară, formînd un rulou, și se introduc într-un corp metalic.

La conectarea în montaj a condensatoarelor electrolitice trebuie respectată polaritatea lor (de obicei corpul condensatorului se leagă la polul negativ al circuitului). Avantajul cel mai important al acestor condensatoare față de altele este volumul lor mic la unitatea de capacitate, iar ca neajunsuri se pot considera: curentul de fugă mare (în special la supraîncălzire) și variația mare a capacității în funcție de temperatură (în special atunci cînd temperatura de lucru scade).

În prezent, cele mai răspîndite sînt condensatoarele de tipul КЭ (condensatoare electrolitice) și ЭМ (condensatoare electrolitice de dimensiuni mici).

Desenele cu dimensiunile acestor condensatoare sînt date în fig. 11-14, iar caracteristicile principale ale acestora sînt date în tabela 11-14.

Condensatoare de tip КЭ. Din punctul de vedere al construcției și al modului de fixare, condensatoarele de acest tip se împart în trei grupe: КЭ-1, КЭ-2 și КЭ-3. Ultimele nu se folosesc pe scară mare. Condensatoarele КЭ-1 și КЭ-2 sînt montate în corpuri cilindrice de aluminiu, care constituie catodul lor. Ca anod se folosește o oeză montată la condensatoarele de tip КЭ-1 pe capacul de textolit, iar la condensatoarele КЭ-2, fixată pe o bucșă filetată de masă plastică, cu ajutorul căreia aceste condensatoare se fixează pe șasiu. Condensatoarele КЭ-3 sînt montate într-un tub de aluminiu și au terminalele din sîrmă.

Condensatoarele de tip КЭ se fabrică cu capacități nominale cuprinse între 2 și 2000 μF, cu toleranțe între +50 și —20% și au tensiunile de lucru cuprinse între 8 și 500 V. Ele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —10 și +60 °C (acestea sînt condensatoarele din grupa H, care nu rezistă la temperaturi joase), între —40 și +60 °C (din grupa M, rezistente la temperaturi joase); între —50 și +60 °C (din grupa ПМ,

foarte rezistente la temperaturi joase) sau între —60 și +60 °C (din grupa OM, extrem de rezistente la temperaturi joase) și au tangenta unghiului de pierderi egală cu cel mult 0,2.

În afară de acestea, se mai fabrică condensatoare de tipul KЭ-2-H de construcție similară cu condensatoarele

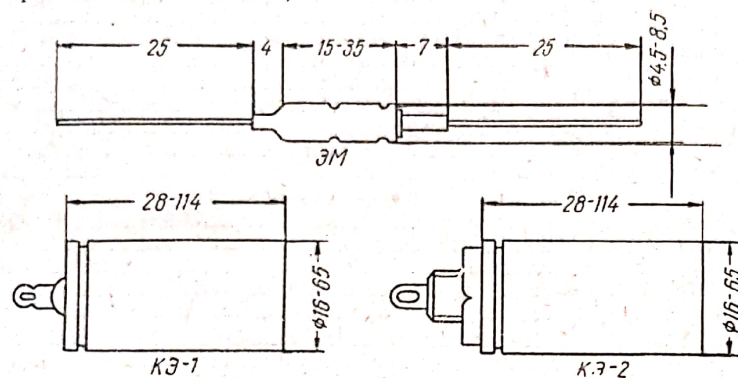


Fig. 11-14. Dimensiunile condensatoarelor electrolitice.

KЭ-2. Acestea sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —10 și +60 °C, au tangenta unghiului de pierderi de cel mult 0,15 și se fabrică cu capacitatea nominală de 80 μF, la o tensiune de lucru de 450 V, cu capacitatea de 120 μF, la tensiunea de lucru de 300 V și cu capacitatea de 150 μF, la tensiunea de lucru de 200 V, cu toleranțele între +75 și —10%.

Tabela 11-14

Caracteristicile principale ale condensatoarelor electrolitice

Capacitatea, μF	Tensiunea de lucru, V	Tipul condensatorului
0,5	60; 100	ЭМ
1	20; 30; 60; 100; 150	ЭМ
2	15; 20; 30; 60; 100	ЭМ
3	10; 20; 60; 100	ЭМ
5	6; 10; 20; 30; 60; 100	ЭМ
5	300; 400; 450; 500	KЭ-1; KЭ-2
10	6; 10; 15; 30; 60	ЭМ
10	12; 20; 30; 50; 150; 300; 400; 450; 500	KЭ-1; KЭ-2
15	6; 10; 20	ЭМ
20	4; 6	ЭМ
20	20; 30; 50; 150; 300; 400; 450; 500	KЭ-1; KЭ-2
25	4; 15	ЭМ
30	10	ЭМ
30	12; 20; 30; 50; 150; 300	KЭ-1; KЭ-2
40	6	ЭМ
40	450	KЭ-1; KЭ-2
50	4	ЭМ
50	8; 12; 20; 30; 50	KЭ-1; KЭ-2
100	8; 12; 20; 30; 50	KЭ-1; KЭ-2
200	8; 12; 20; 30	KЭ-1; KЭ-2
500	8; 12; 20; 30	KЭ-1; KЭ-2
1000	8; 12; 20	KЭ-1; KЭ-2
2000	8; 12; 20	KЭ-1; KЭ-2

Condensatoare de tip ЭМ. Aceste condensatoare au forma unor tuburi de aluminiu cilindrice miniatură și au terminalele din sîrmă. Pe tub, lîngă unul dintre terminale, este marcată polaritatea condensatorului.

Condensatoarele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —10 și +70 °C (grupa H), între —40 și +70 °C (grupa M) sau între —60 și +70 °C (grupa OM). Aceste condensatoare au capacitatea nominală cuprinsă între 0,5 și 50 μF, cu toleranțe de +100% și cu tensiunea de lucru de la 4 pînă la 150 V.

Condensatoare de alte tipuri. Dintre celelalte condensatoare electrolitice industriale se pot aminti condensatoarele de tipul ЭГЦ (electrolitice, ermetizate, cilindrice), ЭФ (electrolitice pentru lămpi cu descărcare pentru fotografiere) și ЭТО (electrolitice de tantal, poroase).

Condensatoarele de tip ЭГЦ se aseamănă din punct de vedere constructiv cu condensatoarele KЭ-1, dar au un capac de aluminiu etanș cu un izolator de sticlă și cu o oeză de contact (ieșirea anodului) în centru. Pe corpul condensatorului este fixată o a doua oeză de contact (ieșirea catodului).

Din punct de vedere al temperaturilor de lucru (se fabrică condensatoare din grupele M și OM), al tensiunilor de lucru (se fabrică condensatoare cu tensiunea de lucru incepînd de la 6 V), al capacității nominale și al altor parametri, aceste condensatoare sînt analoge cu condensatoarele de tip KЭ.

Condensatoarele de tip ЭФ se folosesc pentru alimentarea lămpilor cu descărcare pentru fotografiere. Ele se fabrică în corpuri cilindrice de aluminiu, au capacitatea nominală de 800 și 1300 μF, la tensiunea de lucru de 300 V; 1000 μF, la tensiunea de lucru de 500 V și 1500 μF, la tensiuni de lucru de 130 și 200 V. Toleranțele lor sînt de +50 și —15%. Aceste condensatoare sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —10 și +40 °C și au tangenta unghiului de pierderi de 0,15.

Condensatoarele de tip ЭТО au corpul metalic în formă de ciupercă cu înălțimea de 10 mm și diametrul de 13,5 mm. Ca dielectric, în aceste condensatoare se folosește o peliculă subțire de oxid depus pe suprafața unui cilindru poros de tantal care constituie anodul condensatorului. Ieșirea anodului este făcută sub forma unei oeze izolate față de corp. Catodul condensatorului îl constituie electrolitul, iar ieșirea lui o constituie corpul care are sudat pe fund o sîrmă.

Aceste condensatoare sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 și +150 °C și se fabrică cu capacitatea nominală de 10 μF la o tensiune de lucru de 70 V; cu capacitatea de 15 μF, la tensiunea de 50 V; cu capacitatea de 20 μF, la tensiunea de 30 V; cu capacitatea de 30 μF, la tensiunea de 15 V; cu capacitatea de 50 μF, la tensiunea de 10 V și cu capacitatea de 80 μF, la tensiunea de 4 V.

Condensatoare ajustabile (trimeri)

Condensatoarele ajustabile se folosesc pentru reglarea fină a capacității în circuitele de înaltă frecvență, de cele mai multe ori în circuitele oscilante. Pentru aceasta, una dintre armături (sau un grup de armături) se face

mobilă în comparaţie cu cealaltă armătură fixă. De obicei aceste condensatoare se fac cu o variaţie relativ mică a capacităţii.

Industria sovietică produce în masă condensatoare de tipul КПК (condensatoare ajustabile ceramice). In funcţie de forma lor constructivă se disting patru tipuri de condensatoare: КПК-1, КПК-2, КПК-3 şi КПК-5. Statorul acestor condensatoare îl formează un suport ceramic cu un sector de argint fin depus pe suprafaţa lui, iar ca rotor serveşte un disc ceramic avînd depus pe el un sector asemănător de argint. Variaţia capacităţii condensatorului se face prin rotirea discului.

Dimensiunile acestor condensatoare sînt date în fig. 11-15.

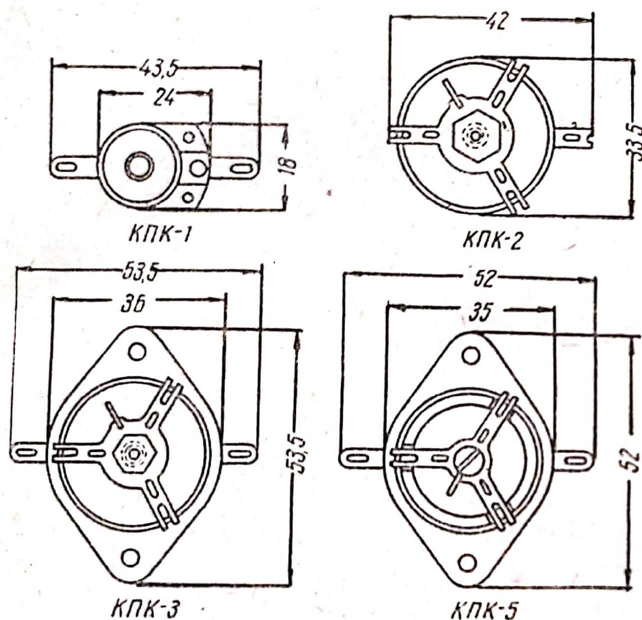


Fig. 11-15. Dimensiunile condensatoarelor ajustabile.

Condensatoarele de tipul КПК sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —60 şi +80 °C (КПК-5 de la —50 °C), au tangenta unghiului de pierderi egală cu cel mult 0,002, rezistenţa de izolaţie de cel puţin 1000 MΩ şi se fabrică pentru tensiuni de lucru de 500 V.

Valoarea nominală a capacităţii acestor condensatoare este dată în tabela 11-15.

Condensatoare variabile

Aceste condensatoare sînt destinate pentru acele părţi ale aparatelor unde este nevoie să se varieze capacitatea continuu în anumite limite. Cele mai răspîndite sînt condensatoarele variabile, la care pachetul de lamele mobile intră, în timpul rotirii axului, în spaţiile dintre lamelele pachetului fix (statorului). Aceste condensatoare se remarcă printr-o precizie mare de reglare a capacităţii, printr-o stabilitate bună şi pierderi neînsemnate. Datorită acestui fapt, ele se folosesc pe scară mare pentru acordul circuitelor oscilante de înaltă frecvenţă. Mai există, de asemenea, condensatoare variabile cu dielectric solid, la care între lamele sînt montate garnituri dielectrice. Aceste condensatoare se folosesc în special pentru reglaje.

După caracterul variaţiei capacităţii în funcţie de unghiul de rotire a axului, care se realizează dînd o anumită formă lamelelor, condensatoarele sînt de patru feluri: cu variaţie liniară a capacităţii, cu variaţie liniară a lungimii de undă, cu variaţie liniară a frecvenţei şi logaritmice.

La condensatoarele cu variaţie liniară a capacităţii, care au lamelele rotorului de formă semicirculară, variaţia capacităţii este proporţională cu unghiul de rotire al axului. Aceste condensatoare se folosesc relativ rar, în special în aparate speciale de măsurat.

Condensatoarele cu variaţie liniară a lungimii de undă, care au o formă puţin diferită a lamelelor rotorului, permit să se varieze lungimea de undă a circuitului proporţional cu unghiul de rotire a axului. Aceste condensatoare se folosesc de asemenea într-o măsură limitată.

Mai des se folosesc condensatoarele cu variaţie liniară a frecvenţei pentru obţinerea unei variaţii uniforme a frecvenţei circuitului în limitele gamei, precum şi condensatoarele logaritmice, la care variaţia procentuală a capacităţii, la un grad de rotire a axului, rămîne constantă în orice punct al scării. Aceasta asigură o precizie egală a citirii pe întreaga scară şi uşurează considerabil realizarea unor condensatoare cu mai multe secţiuni pe acelaşi ax.

Condensatoarele variabile folosite în receptoarele de radio obişnuite au o variaţie a capacităţii apropiată de cea a condensatoarelor logaritmice (curba de variaţie a capacităţii unui condensator tipizat în funcţie de unghiul de rotire a axului lui este dată în fig. 11-16).

Pentru receptoarele radio de diferite clase se fabrică condensatoare variabile simple, duble (două condensatoare pe acelaşi ax) şi condensatoare multiple, avînd ca dielectric aerul. Capacitatea minimă (rotorul deschis) a diferitelor tipuri de astfel de condensatoare (în diferite receptoare) este cuprinsă între 10 şi 17 pF, iar capacitatea maximă (condensatorul închis) este de 450—540 pF.

Tangenta unghiului de pierderi al unui asemenea condensator, la frecvenţa de 1 MHz, nu depăşeşte 0,01 în po-

Tabela 11-15

Caracteristicile principale ale condensatoarelor ajustabile ceramice

Capacitatea, pF		Tipul condensatorului	Capacitatea, pF		Tipul condensatorului	Capacitatea, pF		Tipul condensatorului
minimă	maximă		minimă	maximă		minimă	maximă	
2	7	КПК-1	8	60	КПК-2	25	150	КПК-2
4	15	КПК-1	8	60	КПК-3	25	150	КПК-3
6	25	КПК-1	10	100	КПК-2	25	150	КПК-5
8	30	КПК-1	10	100	NПН-3	25	175	КПК-5

ziție deschisă (unghiul de rotire al axului egal cu 0°), și 0,001 în poziție închisă (unghiul de rotire al axului egal cu 180°). Rezistența de izolație dintre pachetele de lamele ale condensatorului (între rotor și stator) trebuie să fie de cel puțin 200 MΩ pentru orice poziție a rotorului.

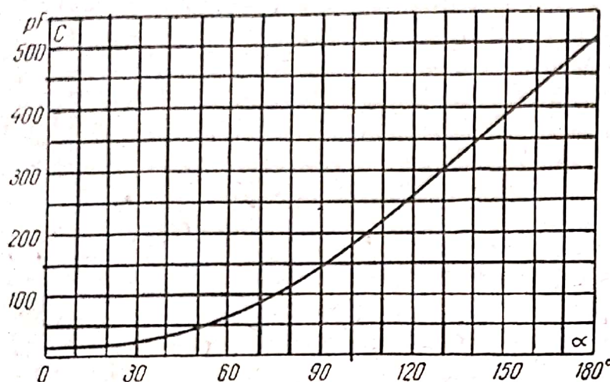


Fig. 11-16. Variația capacității C a unui condensator variabil tip în funcție de unghiul de rotire α a axului lui.

În receptoarele cu gamă de unde ultrascurte se folosesc condensatoare variabile cu cîte o secțiune suplimentară pe rotor și pe stator, a cărei capacitate variază aproximativ între 8 și 20 pF la o rotire completă (0—180°) a rotorului.

Condensatoare de tip varicond

Condensatoarele de tip varicond au ca dielectric un material ceramic special BK1 care are proprietatea de a-și modifica în limite largi constanta dielectrică atunci cînd intensitatea cîmpului electric variază.

Capacitatea acestor condensatoare poate să crească sau să scadă de 4—6 ori sub acțiunea tensiunii alternative aplicate.

Valoarea nominală a capacității condensatoarelor de tip varicond se determină pentru tensiunea de 5 V și frecvența de 50 Hz. O dată cu creșterea tensiunii, capacitatea condensatoarelor de tip varicond crește atingînd valoarea maximă (la tensiunea de 80—150 V), iar apoi scade.

Această proprietate permite folosirea condensatoarelor de tip varicond ca amplificatoare de curent alternativ și continuu, ca multiplicatoare de frecvență, stabilizatoare de tensiune, generatoare de impulsuri și alte dispozitive folosite în radiotehnică, automatică și telemecanică.

Condensatoarele de tip varicond sînt de mai multe feluri (BK1-0, BK1-1, BK1-2, BK1-3 și BK1-Б), avînd tensiunea nominală de lucru de 250 V, în curent continuu, și de 160 V, în curent alternativ, cu frecvența de 50 Hz.

Ele sînt calculate pentru a lucra într-un interval de temperaturi cuprins între —40 și +60 °C (BK1-Б lucrează pînă la +50 °C), au tangenta unghiului de pierderi de cel mult 0,18 (BK1-Б are tangenta unghiului de pierderi de cel mult 0,25) și au rezistența de izolație de cel puțin 10 000 MΩ (condensatoarele BK1 au rezistența de izolație de cel puțin 1000 MΩ).

Condensatoarele BK1-0 au capacitatea nominală de 100 pF; condensatoarele BK1-1 au capacitatea de 510 și 1500 pF; condensatoarele BK1-2 au capacitatea de 2700 și 5100 pF; condensatoarele BK1-3 au capacitatea de 6800 pF și 0,012 μF, iar condensatoarele BK1-Б au capacitatea de 0,15 și 0,2 μF. Toleranțele acestor condensatoare sînt cuprinse între +100 și —40%.

Condensatoarele de tip varicond se fabrică de obicei sub formă de discuri cu grosimea de 0,4—0,6 mm, acoperite

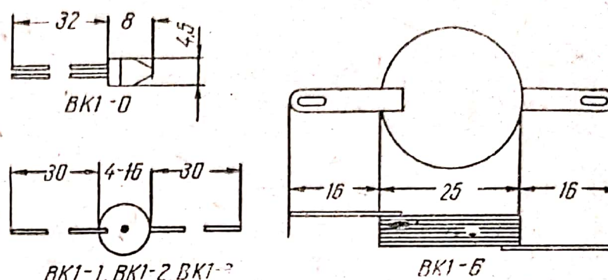


Fig. 11-17. Dimensiunile condensatoarelor de tip varicond.

cu email roșu. Pentru a le deosebi de alte condensatoare ceramice speciale cu ceramică Seignette, corpul condensatoarelor de tip varicond se marchează cu un punct albastru.

Dimensiunile condensatoarelor de tip varicond sînt date în fig. 11-17.

11-3. BOBINE DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ

În montajele și circuitele de înaltă frecvență ale aparatelor radiotehnice se folosesc diferite bobine de inductanță de tipuri variate și cu destinații diferite. În funcție de destinația lor se pot deosebi: bobine din circuite (care formează împreună cu condensatoarele circuite oscilante); bobine de cuplaj (care transmit oscilațiile de înaltă frecvență dintr-un circuit în altul); bobine de șoc de înaltă frecvență (care împiedică trecerea curenților de înaltă frecvență) și altele. Din punctul de vedere al construcției, bobinele se pot împărți în bobine cilindrice, spirale, cu un singur strat, cu mai multe straturi, cu miez sau fără miez, cu inductanță fixă sau variabilă ș.a.m.d.

Pentru producția industrială sovietică nu există modele tipizate, standardizate de bobine.

În receptoarele de același tip dar de fabricații diferite, de exemplu, se pot găsi bobine de diverse construcții. Trebuie să remarcăm însă că, spre deosebire de alte piese radiotehnice (condensatoare și rezistențe), bobinele de înaltă frecvență pot fi construite cu ușurință chiar de către radioamatori. De aceea radioamatorii folosesc în aparatele lor foarte multe bobine de construcție proprie. Bobinele cilindrice cu un singur strat și cu mai multe straturi sînt cele mai folosite în practica radioamatorilor.

Reprezentarea în scheme

În schemele de principiu radiotehnice, alături de reprezentarea grafică convențională a bobinei (fig. 11-18), se trece reperul ei simbolic (litera L), urmat de numărul (sau litera) de ordine scrisă ca indice (de exemplu L_1, L_2 L_a etc.). De obicei valoarea inductanței nu se scrie pe schemă.

Bobinele de şoc se reprezintă în scheme la fel ca celelalte bobine, cu singura diferenţă că sînt notate cu literele $L_ş$.

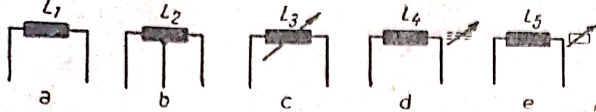


Fig. 11-18. Reprezentări convenţionale ale bobinelor : *a* — bobină cu inductanţă fixă ; *b* — bobină cu priză intermediară ; *c* — bobină cu inductanţă variabilă ; *d* — bobină cu inductanţă reglabilă cu ajutorul unui miez magnetic ; *e* — bobină cu inductanţă variabilă cu ajutorul unui miez nemagnetic.

Parametrii principali ai bobinelor

Indicii cantitativi şi calitativi ai unei bobine de înaltă frecvenţă sînt exprimaţi de obicei prin inductanţa, factorul de calitate, capacitatea proprie şi coeficientul de variaţie termică al inductanţei bobinei.

Inductanţa. Acest indice cantitativ al bobinei depinde de dimensiunile, forma şi numărul de spire ale bobinei. Cu cît dimensiunile bobinei sînt mai mari şi cu cît numărul de spire este mai mare cu atît şi inductanţa ei este mai mare. Pe lîngă aceasta, inductanţa bobinei este influenţată în mare măsură de introducerea unui miez în interiorul bobinei sau de ecranarea ei. Miezul (magnetic) măreşte, iar ecranul (nemagnetic) micşorează inductanţa bobinei.

In aparatura radiotehnică se folosesc bobine de înaltă frecvenţă cu inductanţele cuprinse între fracţiuni de microhenry şi cîteva zeci de milihenry.

Factorul de calitate. Intr-o bobină introdusă într-un circuit de curent alternativ se disipă inutil o parte din energie datorită pierderilor în înfăşurare, în carcasă şi în miez. Ca şi în cazul condensatoarelor, energia disipată în bobină poate fi exprimată prin tangenta unghiului de pierderi :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{r}{2\pi f L},$$

unde : f este frecvenţa curentului, Hz ;
L — inductanţa bobinei, H ;
r — rezistenţa echivalentă de pierderi a bobinei, Ω.

Calitatea funcţionării bobinei în circuitele de curent alternativ nu se exprimă de obicei prin tangenta unghiului de pierderi, ci prin inversul acestei mărimi, care se numeşte factor de calitate :

$$Q_L = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} = \frac{2\pi f L}{r}.$$

Valoarea factorului de calitate al unei bobine de o anumită inductanţă depinde în special de construcţia bobinei. Factorul de calitate maxim (pierderile minime) îl au bobinele făcute cu liţă de înaltă frecvenţă şi cele cu sîrmă groasă, cu carcase făcute din material special pentru radiofrecvenţă (porţelan radiotehnic, polistiren etc.), sau fără carcase. Există procedee care duc la mărirea factorului de calitate ; astfel, este introducerea în bobină a unui miez confecţionat din material de înaltă frecvenţă (ferocart, ferită etc.), deoarece în acest caz o aceeaşi inductanţă poate fi obţinută cu o cantitate mai mică de sîrmă.

In radioreceptoare şi în alte instalaţii radiotehnice folosite pe scară largă se întrebuinţează de obicei bobine cu factor de calitate mediu (de ordinul a 40—200). Bobinele cu factor de calitate mare (peste 300) trebuie folosite doar în cazuri speciale (de exemplu, în circuitele şi filtrele cu caracteristică de rezonanţă ascuţită).

Capacitatea proprie. Spirele şi straturile bobinei formează o capacitate care poate fi considerată în ansamblu ca un condensator legat în paralel cu bobina. Existenţa acestei capacităţi proprii a bobinei îi înrăutăţeşte indicii calitativi (reduce factorul de calitate şi stabilitatea, micşorează coeficientul de acoperire al gamei de frecvenţe a circuitului oscilant, înrăutăţeşte funcţionarea bobinei atunci cînd aceasta este folosită ca bobină de şoc). De aceea, la construcţia bobinelor se caută să se reducă pe cît posibil capacitatea acestora.

Capacitatea proprie a bobinei depinde în mare măsură de dimensiunile ei şi de tipul înfăşurării. Bobinele de dimensiuni mari au o capacitate proprie mai mare (diametrul bobinei contează foarte mult). Capacitatea minimă (1—3 pF) o au bobinele cu un singur strat, bobinate cu pas forţat, precum şi bobinele cu mai multe straturi (5—30 pF), bobinate în fagure sau dezordonat (nu spiră lîngă spiră). Capacitatea proprie a bobinei se reduce de asemenea prin secţionarea înfăşurării acesteia în galeţi.

Coeficientul termic al inductanţei. O dată cu variaţia temperaturii mediului ambiant variază şi dimensiunile bobinei, ceea ce duce la variaţia inductanţei. Variaţia relativă a acesteia pentru 1 °C poartă numele de coeficient termic al inductanţei (notat cu C.T.I.).

C.T.I. reduce stabilitatea bobinei. Pentru micşorarea acestui coeficient se iau măsuri speciale. La bobinele cu un singur strat, de exemplu, se folosesc în acest scop carcase din materiale ceramice (totodată se reduc şi pierderile), iar înfăşurarea se face cu sîrmă încălzită pînă la 80—120 °C. Dacă, de exemplu, o bobină cilindrică obişnuită cu un singur strat are C.T.I. de $30 \cdot 10^{-6}$—$50 \cdot 10^{-9}$, pentru aceeaşi bobină făcută pe carcasă ceramică cu spirale încastrate, acest parametru scade pînă la aproximativ $8 \cdot 10^{-6}$—$18 \cdot 10^{-6}$.

Pentru reducerea influenţei C.T.I., în circuitele oscilante se ataşează la bobină un condensator termocompensator (cu ticondă) avînd coeficientul de variaţie termică a capacităţii negativ.

Bobine cu un singur strat

In aparatele radiotehnice folosite în mod obişnuit bobinele cu inductanţa pînă la aproximativ 100 μH se fac de obicei cu un singur strat (fig. 11-19). Aceste bobine se folosesc de regulă pentru frecvenţe mai mari de 1,5—2 MHz (de exemplu bobinele de unde scurte şi ultrascurte din radio receptoare).

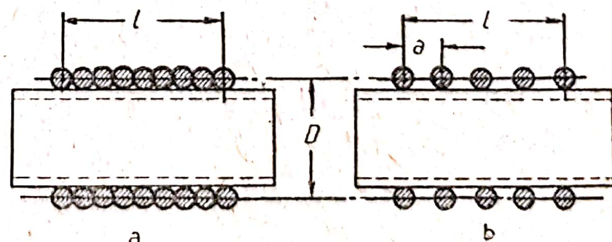


Fig. 11-19. Bobine cilindrice cu un singur strat : *a* — bobină înfăşurată spiră lîngă spiră ; *b* — bobină înfăşurată cu pas.

Înfășurarea bobinelor cu un singur strat se poate face spiră lîngă spiră sau cu pas (cu spațiu între spire). Înfășurarea spiră lîngă spiră se face de obicei la bobine cu inductanța mai mare de 15—20 μF. Pentru reducerea capacității proprii a bobinei și pentru mărirea stabilității ei se fac înfășurări cu pas.

Inductanța unei bobine cu un singur strat (spiră lîngă spiră sau cu pas) poate fi calculată, cu o precizie suficientă în practică, cu următoarea formulă:

$$L=\frac{0{,}001Dn^2}{\frac{l}{D}+0{,}44}$$

în care: L este inductanța bobinei, μH;

D — diametrul bobinei, mm;

l — lungimea bobinei, mm;

n — numărul de spire ale bobinei.

Exemplu de calcul. Se dau: D=10 mm; l=5 mm; n=12.

Se calculează inductanța:

$$L=\frac{0{,}001\cdot 10\cdot 12\cdot 12}{\frac{5}{10}+0{,}44}\approx 1{,}5\ \mu H.$$

Din formula de mai sus se vede că o aceeași inductanță se poate obține în mai multe combinații dintre diametru, lungime și număr de spire. Inductanța maximă dintr-o sîrmă de o anumită lungime se obține însă cu condiția ca diametrul bobinei să fie mai mare de 2,5 ori decît lungimea ei. Acest fel de bobină însă se întîlnește destul de rar.

În radioreceptoare, bobinele cu un singur strat ale circuitelor oscilante în gama de unde scurte se fac pe carcase (cu diametrul de 10—20 mm) confecționate din porțelan radiotehnic polistiren sau pertinax, pe care se bobinează sîrmă cu diametrul de 0,4—0,8 mm izolată cu email. Pentru bobinele de cuplaj, în aceeași gamă, se folosește sîrmă mai subțire (cu diametrul de 0,1—0,2 mm) care se bobinează între spirele bobinei circuitului oscilant.

Bobinele de unde ultrascurte care au cîteva spire de sîrmă groasă (cu diametrul peste 1 mm) se fac de cele mai multe ori fără carcasă.

Reglajul fin (ajustarea) al unei bobine cu un singur strat, pentru a obține inductanța necesară, se face fie prin scoaterea unei prize mediane de la o spiră oarecare (la bobinele făcute cu fir gros și bobinate cu pas), fie prin lungirea bobinei (deplasarea spirelor extreme), fie prin apropierea sau îndepărtarea unei spire în scurtcircuit montată pe aceeași carcasă cu bobina. Tot în acest scop se folosesc miezuri magnetice (la bobinele de unde scurte) și nemagnetice (la bobinele de unde ultrascurte).

Bobine cu mai multe straturi

Bobinele cu inductanța mai mare de 100 μH au de obicei înfășurarea făcută în mai multe straturi (fig. 11-20). Asemenea bobine se folosesc de regulă la frecvențe sub 1,2—2 MHz (de exemplu, bobinele de unde medii și lungi din radioreceptoare).

Pentru reducerea capacității proprii a bobinelor cu mai multe straturi se folosesc diferite procedee de înfășurare. În condiții industriale (în fabrică) ele se bobinează astfel încît spirele unui strat să nu se așeze paralel cu spi-

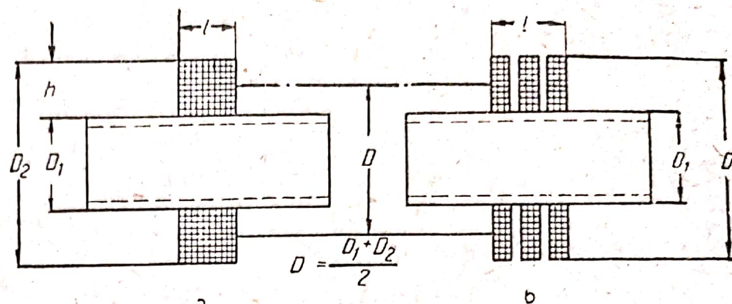


Fig. 11-20. Bobine cilindrice cu mai multe straturi: *a* – bobină cu o singură secțiune; *b* – bobină secționată (cu mai multe secțiuni).

rele celuilalt strat, ci sub un anumit unghi față de acestea (bobinajul în fagure). Radioamatorii folosesc un alt procedeu, mai simplu, de înfășurare a bobinelor cu mai multe straturi astfel încît spirele se așază dezordonat (în grămadă).

Inductanța unei bobine cu mai multe straturi (cu orice fel de înfășurare) se poate calcula cu următoarea formulă:

$$L=\frac{0{,}008D^2n^2}{3D+9l+10h}$$

în care: L este inductanța bobinei, μH;

D — diametrul mediu al bobinei, mm;

l — lungimea bobinei, mm;

h — înălțimea bobinei, mm;

n — numărul de spire.

Exemplu de calcul. Se dau: D=15 mm; l=5 mm; h=5 mm; n=120 spire.

Se calculează inductanța:

$$L=\frac{0{,}008\cdot 15\cdot 15\cdot 120\cdot 120}{3\cdot 15+9\cdot 5+10\cdot 5}=185\ \mu H.$$

Trebuie să remarcăm că inductanța maximă a unei bobine cu mai multe straturi (la un același număr de spire) pe o anumită carcasă se obține atunci cînd lungimea l a bobinei este egală cu înălțimea h a acesteia. Lungimea bobinei se ia de cele mai multe ori egală cu 3—5 mm.

În radioreceptoare, bobinele cu mai multe straturi ale circuitelor oscilante se înfășoară de obicei pe carcase din pertinax, avînd diametrul de 8—15 mm. Bobinele gamei de unde lungi se bobinează de cele mai multe ori cu sîrmă ПЭШО, 0,1—0,15, iar bobinele pentru unde medii se bobinează cu sîrmă ЛЭШО 7×0,07.

Pentru a reduce capacitatea proprie a unei bobine cu mai multe straturi, precum și pentru a-i micșora diametrul exterior (pentru a reduce dimensiunile montajului) bobina se face din mai mulți galeți identici, legați în serie (2—4 galeți pe o carcasă); galeții bobinei se așază fie apropiați (lipiți) unul de altul, fie la o distanță mică (1—3 mm) între ei.

Reglajul fin al inductanței unei bobine cu mai multe straturi se face fie prin desfășurarea cîtorva spire (dacă se știe precis că s-au bobinat mai multe spire decît era nevoie), fie prin deplasarea de-a lungul carcasei a unui galet suplimentar făcut special din cîteva spire, sau, în sfîrșit, cu ajutorul unui miez de ferocart.

Bobine cu miez

Introducerea în bobină a unui miez construit din material magnetic îi mărește inductanța. Acest procedeu permite realizarea unor bobine de dimensiuni mici. Totodată se reduce și cantitatea de sîrmă, ceea ce contribuie de asemenea la creșterea factorului de calitate al bobinei. Posibilitatea deplasării miezului în interiorul bobinei simplifică acordul circuitului și permite reglarea mai multor circuite, în așa fel încît bobinele lor să aibă aceeași inductanță. Pe lîngă cele spuse, bobina cu miez are cîmpul magnetic mai concentrat, datorită cărui fapt se reduce cuplajul magnetic dintre circuitele diverselor etaje, ușurîndu-se astfel ecranarea bobinei propriu-zise.

Ca material magnetic pentru miezurile bobinelor de inaltă frecvență se folosesc materiale magnetodielectrice (ferocart, alsifer, ferită). În practica radioamatorilor s-au răspîndit în special miezurile de ferocart de tipurile СЦШ (miez cilindric cu prezon de alamă) și СБ (miezuri sau carcase oală). Aceste miezuri se folosesc adesea în filtrele de frecvențe intermediară și pentru bobinele circuitelor oscilante ale receptoarelor. Pe frecvențele pînă la aproximativ 10 MHz, aceste miezuri permit să se mărească inductanța bobinei de cîteva ori. Totodată crește într-o oarecare măsură și factorul de calitate al bobinei.

Miezurile de tip СЦШ sînt de două feluri: СЦШ-1 și СЦШ-2, care se deosebesc doar prin lungimea cilindrului. Dimensiunile lor sînt date în fig. 11-21. Deplasarea acestor miezuri în interiorul bobinei permite modificarea inductanței acesteia cu aproximativ 50%.

Miezurile oală de tipul СБ sînt de cinci sorturi, în funcție de dimensiunile lor, și anume: СБ-1a, СБ-2a, СБ-3a, СБ-4a și СБ-5a (acestea sînt cele mai des folosite). Dimensiunile acestor miezuri sînt date în tabela 11-16.

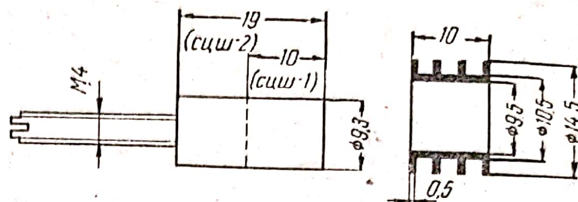


Fig. 11-21. Dimensiunile miezurilor cilindrice de ferocart de tip СЦШ și ale carcasei tipizate pentru bobină.

Inductanța bobinelor cu miez oală de tipul СБ se poate calcula cu ajutorul următoarelor formule aproximative:

$$L \approx \frac{n^2}{45} \text{ (pentru СБ-1a)}; \quad L \approx \frac{n^2}{20} \text{ (pentru СБ-2a—СБ-5a)},$$

în care: L este inductanța bobinei cu miezul de reglaj introdus complet;

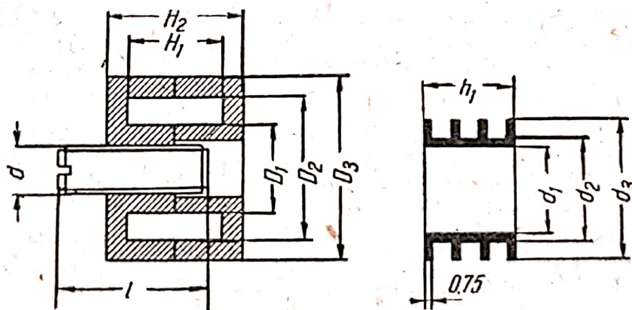
n — numărul de spire.

In tabela 11-17 sînt date valorile maxime ale inductanței ce poate fi obținută cu miezurile de tipul СБ folosind pentru bobine diferite sîrme, iar în tabela 11-18 sînt prezentate caracteristicile bobinelor cu diferite miezuri de ferocart pentru circuitele de frecvență intermediară.

Pentru frecvențele mai mari de 30 MHz, pentru acordul circuitelor se folosesc miezuri de cupru, alamă sau aluminiu. Introducerea unui asemenea miez în bobină îi reduce inductanța (cu 3—5%) și îi scade factorul de calitate (cu 5—10%).

Tabela 11-16

Dimensiunile miezurilor de ferocart oală de tipul СБ și a carcaselor tipizate pentru aceste miezuri



Tipul miezului	Dimensiunile miezului, mm							Dimensiunile carcasei, mm			
	D_1	D_2	D_3	H_1	H_2	d	l	d_1	d_2	d_3	h_1
СБ-1a	6	10	12,3	8,2	10,6	4	11,5	6,2	7	9,5	7,6
СБ-2a	10	18,5	23	6,2	11	7	13	11,5	13	16	5,5
СБ-3a	11	18	23	12	17	7	19	11,5	13	17,5	11
СБ-4a	13	22	28	17	23	8	25	13,5	15	21,5	16
ОБ-5a	13,5	27	34	20,4	28	8	30	14	15	26,5	16,5

Tabela 11-17

Inductanța maximă a bobinelor cu miezuri de ferocart oală, bobinate cu diferite sîrme

Sîrma	Tipul miezului									
	СБ-1а		СБ-2а		СБ-3а		СБ-4а		СБ-5а	
	n	L	n	L	n	L	n	L	n	L
ПЭЛ 0,1	570	7	650	24	1350	95	3000	440	4350	920
ПЭЛ 0,15	230	1,35	275	4,2	590	17,5	1300	89	2290	250
ПЄЛ 0,2	108	0,24	144	1,1	375	6,9	700	23,5	1090	57
ПЭЛШО 0,1	164	0,56	210	2,5	480	11,7	945	47,5	1610	125
ЛЭШО 7×0,07	58	0,07	67	0,24	160	1,25	386	7,1	616	18

Notă: n — numărul de spire; L — inductanța, mH.

Tabela 11-18

Bobine cu miez de ferocart, pentru circuitele de frecvențe intermediare de 110, 460, 1000 și 5000 kHz

Tipul miezului	Sîrma	Numărul de spire	Factorul de calitate
Pentru frecvența de 110 kHz inductanța bobinei este de 5,2 mH, iar condensatorul are capacitatea de 400 pF			
СЦШ-1	ПЭЛ 0,12	480	70
СЦШ-2	ПЭЛ 0,12	435	90
СБ-1а	ПЭЛ 0,1	500	90
СБ-2а	ПЭЛ 0,1	310	100
СБ-3а	ПЭЛ 0,2	344	140
СБ-4а	ЛЭШО 7×0,07	350	180
СБ-5а	ЛЭШО 7×0,07	350	165
Pentru frecvența de 460 kHz inductanța bobinei este de 600 μH iar capacitatea condensatorului este de 200 pF			
СЦШ-1	ПЭЛ 0,12	165	75
СЦШ-2	ПЭЛ 0,15	148	110
СБ-1а	ПЭЛ 0,15	167	110
СБ-2а	ПЭЛ 0,15	106	120
СБ-3а	ПЭЛ 0,2	108	125
СБ-4а	ЛЭШО 7×0,07	112	180
СБ-5а	ЛЭШО 7×0,07	108	220
Pentru frecvența de 1000 kHz inductanța bobinei este de 125 μH, iar capacitatea condensatorului este de 200 pF			
СЦШ-1	ЛЭШО 7×0,07	80	125
СЦШ-2	ЛЭШО 7×0,07	68	180
СБ-1а	ПЭЛ 0,2	78	75
СБ-2а	ПЭЛ 0,2	48	110
СБ-3а	ЛЭШО 7×0,07	52	190

Tabela 11-18 (continuare)

Tipul miezului	Sîrma	Numărul de spire	Factorul de calitate
Pentru frecvența de 5 MHz inductanța bobinei este de 10 μH, iar capacitatea condensatorului este de 100 pF			
СЦШ-1	ЛЭШО 7×0,07	22	110
СЦШ-2	ЛЭШО 7×0,07	19	155
СБ-1а	ПЭЛШО 0,31	22	140
СБ-2а	ПЭЛШО 0,31	13	155
СБ-3а	ЛЭШО 7×0,07	13	155

Notă. Inductanța bobinelor este indicată pentru cazul cînd miezul este înșurubat complet.

Bobine de șoc de înaltă frecvență

Condițiile impuse bobinelor de șoc de înaltă frecvență se reduc propriu-zis la obținerea unei inductanțe (reactanțe inductive) suficient de mari, cu o capacitate proprie minimă. De aceea, la confecționarea unei bobine de șoc se caută să se reducă în special valoarea capacității înfășurării acesteia.

Din punct de vedere constructiv, bobinele de șoc de înaltă frecvență se prezintă sub forma unor bobine cilindrice de dimensiuni mici cu înfășurarea pe un singur strat sau pe mai multe straturi.

Bobinele de șoc cu înfășurare într-un singur strat se folosesc în gamele de unde scurte și ultrascurte. Carcasele pentru aceste bobine de șoc se fac adesea din barele ceramice luate de la rezistențe de tip BC de valoare ohmică mare. Bobinele de șoc pentru unde ultrascurte se bobinează cu pas, iar cele cu înfășurarea pe mai multe straturi se folosesc în gamele de unde medii și lungi. Înfășurarea lor se compune din mai mulți galeți legați în serie.

Pentru bobinele de șoc care lucrează într-o gamă largă de frecvențe se folosesc așa-numitele înfășurări progresive. Înfășurarea pe un singur strat se face în acest caz bobinînd întîi sîrma spiră lîngă spiră și trecînd apoi treptat la o bobinare cu pas din ce în ce mai mare. În cazul unei înfășurări pe mai multe straturi, galeții se fac cu un număr din ce în ce mai mic de spire.

MATERIALE RADIOTEHNICE

12-1. CONDUCTOARE

Proprietățile principale ale cîtorva conductoare

Materialul	Rezistivitatea (la $t=20\,°C$) $\Omega \cdot mm^2/m$	Rezistența în comparație cu cuprul, ϱ/ϱ cupru	Coeficientul termic al rezistenței $\Delta r/r$ pentru 1°C	Greutatea specifică g/cm^3	Punctul de topire °C
Aluminiu	0,026	1,5	0,004	2,7	660
Bronz fosforos	0,115	6,6	0,004	8,8	900
Wolfram	0,055	3,1	0,005	19,3	3370
Aur	0,024	3,3	0,0037	19,3	1060
Constantan	0,49	28	0,000004	8,9	1600
Alamă	0,07	4	0,002	8,5	900
Manganin	0,42	24	0,000008	8,4	1200
Cupru electrotehnic	0,0175	1	0,004	8,9	1080
Nichel	0,07	4	0,006	8,8	1450
Crom-nichel	1,1	63	0,00015	8,2	1400
Cositor	0,11	6,3	0,0044	7,3	230
Platină	0,1	5,7	0,003	21,4	1770
Mercur	0,958	5,5	0,0009	13,6	−39
Plumb	0,21	12	0,004	11,4	330
Argint	0,016	0,92	0,0036	10,5	960
Oțel	0,1	5,7	0,006	7,8	1520
Zinc	0,06	3,4	0,004	7,1	420

Secțiunea, greutatea și rezistența conductoarelor de diverse materiale. Sîrmă de cupru.

Fără izolație				Izolată cu email		Fără izolație				Izolată cu email	
Diametrul mm	Secțiunea mm^2	Rezistența pe metru la 20 °C, Ω	Lungimea pentru 1 Ω m	Diametrul mm	Greutatea pentru 100 m, g	Diametrul mm	Secțiunea mm^2	Rezistența pe metru la 20 °C, Ω	Lungimea pentru 1 Ω m	Diametrul mm	Greutatea pentru 100 m, g
0,05	0,002	9,29	0,108	0,06	1,8	0,15	0,0177	0,99	1,01	0,165	15,2
0,06	0,0028	6,44	0,156	0,07	2,6	0,16	0,0201	0,873	1,145	0,175	18,3
0,07	0,0039	4,73	0,212	0,08	3,5	0,17	0,0227	0,773	1,295	0,185	20,6
0,08	0,005	3,63	0,276	0,09	4,6	0,18	0,0255	0,688	1,455	0,195	23,1
0,09	0,0064	2,86	0,35	0,1	5,8	0,19	0,0284	0,618	1,62	0,205	25,8
0,1	0,0079	2,23	0,448	0,115	7,3	0,20	0,0314	0,558	1,795	0,215	28,5
0,11	0,0095	1,85	0,541	0,125	8,8	0,21	0,0346	0,507	1,975	0,23	31,6
0,12	0,0113	1,55	0,445	0,135	10,4	0,23	0,0416	0,423	2,36	0,25	37,8
0,13	0,0133	1,32	0,757	0,145	12,1	0,25	0,0491	0,357	2,8	0,27	44,5
0,14	0,0154	1,14	0,877	0,155	14,0	0,27	0,0573	0,306	3,27	0,295	52,1

(continuare)

Fără izolaţie				Izolată cu email	
Diametrul mm	Secţiunea mm²	Rezistenţa pe metru la 20 °C, Ω	Lungimea pentru 1 Ω m	Diametrul mm	Greutatea pentru 100 m, g
0,29	0,0661	0,266	3,76	0,315	60,1
0,31	0,0755	0,233	4,3	0,34	68,8
0,33	0,0855	0,205	4,88	0,36	77,8
0,35	0,0962	0,182	5,5	0,38	87,4
0,38	0,1134	0,155	6,45	0,41	103
0,41	0,132	0,133	7,53	0,44	120
0,44	0,1521	0,115	8,7	0,475	138
0,47	0,1735	0,101	9,9	0,505	157
0,49	0,1885	0,0931	10,75	0,525	171
0,51	0,2043	0,0859	11,67	0,545	185
0,55	0,2376	0,0739	13,55	0,59	215
0,59	0,2734	0,0643	15,55	0,63	247
0,64	0,3217	0,0546	18,32	0,68	291
0,69	0,3739	0,0469	21,33	0,73	342
0,74	0,4301	0,0408	24,5	0,79	389
0,8	0,5027	0,0349	28,7	0,85	445
0,86	0,5809	0,0302	33,15	0,91	524

Fără izolaţie				Izolată cu email	
Diametrul mm	Secţiunea mm²	Rezistenţa pe metru la 20 °C, Ω	Lungimea pentru 1 Ω m	Diametrul mm	Greutatea pentru 100 m, g
0,93	0,6793	0,0258	38,77	0,98	612
1	0,7854	0,0224	44,7	1,05	707
1,08	0,9161	0,0192	52,2	1,14	826
1,16	1,0568	0,0166	60,25	1,22	922
1,2	1,131	0,0155	64,5	1,26	1022
1,25	1,2272	0,0143	70	1,31	1105
1,35	1,4314	0,0122	22	1,41	1288
1,45	1,6513	0,0106	94,5	1,51	1486
1,56	1,9113	0,0092	108,8	1,62	1712
1,68	2,2167	0,0079	126,6	1,74	1992
1,81	2,573	0,0068	147,7	1,87	2310
1,95	2,9865	0,0059	169,5	2,01	2680
2,02	3,2047	0,0055	182	2,08	2875
2,1	3,4637	0,0051	186	2,16	3110
2,26	4,0115	0,0044	227,5	2,32	3603
2,44	4,6759	0,0038	263,2	2,5	4210

Conductoare din aliaje de înaltă rezistenţă

Diametrul mm	Secţiunea mm²	Manganin			Constantan			Crom-nichel		
		Rezistenţa pe metru Ω	Greutatea pentru 100 m g	Lungimea pentru 1 Ω m	Rezistenţa unui m Ω	Greutatea a 100 m g	Lungimea pentru 1 Ω m	Rezistenţa pe metru Ω	Greutatea pentru 100 m g	Lungimea pentru 1 Ω m
0,03	0,0007	606,6	0,58	0,0017	693	0,63	0,0014	1520	0,58	0,0006
0,05	0,002	220	1,59	0,0045	250	1,75	0,004	550	1,61	0,0018
0,07	0,0039	112	3,1	0,0089	124	3,4	0,0088	280	3,16	0,0036
0,08	0,005	85,4	4,1	0,0117	97,4	4,5	0,0103	208	4,11	0,0048
0,1	0,0079	54,8	6,4	0,0183	62,4	7	0,16	138	6,44	0,0072
0,15	0,0177	24,3	14,4	0,0412	27,7	15,7	0,0362	61,2	14,5	0,0167
0,2	0,0314	13,7	25,6	0,073	15,6	28	0,0642	34,4	25,9	0,0292
0,25	0,0491	8,76	40	0,114	9,98	43,7	0,1002	22,1	40,3	0,0452
0,3	0,0707	6,06	57,7	0,165	6,93	62,9	0,1443	15,3	58	0,0654
0,35	0,0962	4,47	78,2	0,224	5,09	85,6	0,197	11,3	78,9	0,0886
0,4	0,1257	3,42	102,3	0,292	3,89	111,8	0,257	8,64	103	0,116
0,45	0,159	2,71	129,5	0,369	3,08	141,5	0,325	6,78	130,4	0,148
0,5	0,1964	2,2	159,8	0,455	2,5	174,8	0,4	5,51	161	0,183
0,6	0,2827	1,52	230,1	0,658	1,73	251,6	0,58	3,82	231,8	0,262
0,7	0,3848	1,12	313,3	0,895	1,24	342,5	0,807	2,81	315,6	0,356
0,8	0,5026	0,854	409,2	1,171	0,974	447,4	1,03	2,16	412,2	0,464
0,9	0,6362	0,674	517,8	1,483	0,77	566,2	1,3	1,7	521,7	0,589
1	0,7854	0,548	639,3	1,825	0,624	699	1,6	1,38	644	0,725
1,1	0,9503	0,453	773,5	2,21	0,516	845,5	1,94	1,14	779,2	0,879
1,2	1,131	0,379	920,6	2,64	0,434	1006,6	2,33	0,955	927,4	1,05
1,3	1,3273	0,324	1080,4	3,08	0,369	1181	2,76	0,815	1088,4	1,23
1,4	1,5394	0,276	1253	3,63	0,318	1359,7	3,14	0,702	1262,3	1,42
1,5	1,7671	0,243	1438	4,12	0,277	1572,6	3,63	0,612	1449	1,63
1,6	2,0106	0,214	1635	4,67	0,244	1789,8	4,11	0,539	1648,7	1,86
1,7	2,2698	0,189	1848	5,29	0,216	2020,3	4,64	0,477	1861,2	2,1
1,8	2,5447	0,169	2071	5,81	0,192	2265,1	5,22	0,425	2086,7	2,36
1,9	2,8353	0,152	2303	6,58	0,173	2523,2	5,8	0,382	2324,9	2,62
2,0	3,1416	0,137	2557	7,3	0,156	2796,4	6,41	0,344	2575,1	2,91

Curentul de topire al conductorului

Pentru conductorul subțire (0,02—0,2 mm) curentul de topire (în amperi), este:

$$I=\frac{d-0{,}05}{k}$$

unde: d este diametrul sîrmei, mm;
k — un coeficient care depinde de material.

Valorile coeficientului k pentru diverse materiale

Argint	0,031
Cupru	0,034
Nichelină	0,06
Oțel	0,127

Conductoarele cele mai folosite

Conductoare de cupru pentru bobinaj

ЛЭШО — Liță de înaltă frecvență izolată cu un strat de mătase, cu firele emailate.
ЛЭШД — Liță de înaltă frecvență izolată cu două straturi de mătase, cu firele emailate.
ПБО — Sîrmă izolată cu un strat de bumbac.
ПБД — Sîrmă izolată cu două straturi de bumbac.
ПБОО — Sîrmă izolată cu un strat de bumbac și cu tresă.
ПШД — Sîrmă izolată cu două straturi de mătase.
ПШКД — Sîrmă izolată cu două straturi de mătase capron.
ПЭВ — Sîrmă izolată cu email viniflex.
ПЭВШО — Sîrmă izolată cu email viniflex și cu un strat de mătase naturală.
ПЭЛ — Sîrmă izolată cu email rezistent la ulei.
ПЭЛУ — Sîrmă izolată cu un strat gros de email rezistent la ulei.
ПЭТ — Sîrmă izolată cu email rezistent la ulei și la temperaturi înalte.
ПЭЛБО — Sîrmă izolată cu email rezistent la ulei și cu un strat de bumbac.
ПЭЛБД — Sîrmă izolată cu email rezistent la ulei și două straturi de bumbac.
ПЭЛШО — Sîrmă izolată cu email rezistent la ulei și un strat de mătase naturală.
ПЭЛШД — Sîrmă izolată cu email rezistent la ulei și două straturi de mătase naturală.
ПЭЛКО — Sîrmă izolată cu email rezistent la ulei și cu un strat de mătase capron groasă.
ПЭЛШКО — Sîrmă izolată cu email rezistent la ulei, și cu un strat de mătase capron.
ПЭЛШКД — Sîrmă izolată cu email rezistent la ulei și cu două straturi de mătase capron.

Conductoare de constantan, manganin și crom-nichel pentru bobinaj

ПЭК — Sîrmă de constantan izolată cu email.
ПЭВКМ — Sîrmă moale de constantan izolată cu email rezistent.
ПЭВКТ — Sîrmă dură de constantan izolată cu email rezistent.
ПЭШОК — Sîrmă de constantan izolată cu email și cu un strat de mătase.
ПЭБОК — Sîrmă de constantan izolată cu email și cu un strat de hîrtie cu bumbac.
ПШДК — Sîrmă de constantan izolată cu două straturi de mătase.
ПЭВММ — Sîrmă moale de manganin izolată cu email rezistent.
ПЭВМТ — Sîrmă dură de manganin izolată cu email rezistent.
ПЭМТ — Sîrmă dură de manganin izolată cu email.
ПЭММ — Sîrmă moale de manganin izolată cu email.
ПЭШОМТ — Sîrmă dură de manganin izolată cu email și cu un strat de mătase.
ПЭШОММ — Sîrmă moale de manganin izolată cu email și cu un strat de mătase.
ПШДМТ — Sîrmă dură de manganin izolată cu două straturi de mătase.
ПШДММ — Sîrmă moale de manganin izolată cu două straturi de mătase.
ПЭВНХ — Sîrmă de crom-nichel izolată cu email rezistent.

Valorile nominale ale diametrelor sîrmei cu rezistivitate mare sînt cuprinse între 0,03 și 1 mm.

Diametrele nominale ale sîrmelor de bobinaj, în mm

0,05	0,17	0,38	0,67	1,04	1,62	3,05
0,06	0,18	0,41	0,69	1,08	1,68	3,28
0,07	0,19	0,44	0,72	1,12	1,74	3,53
0,08	0,20	0,47	0,74	1,16	1,81	3,80
0,09	0,21	0,49	0,77	1,20	1,88	4,1
0,10	0,23	0,51	0,80	1,25	1,95	4,5
0,11	0,25	0,53	0,83	1,30	2,02	4,8
0,12	0,27	0,55	0,86	1,35	2,10	5,2
0,13	0,29	0,57	0,90	1,40	2,26	
0,14	0,31	0,59	0,93	1,45	2,44	
0,15	0,33	0,62	0,96	1,50	2,63	
0,16	0,35	0,64	1,00	1,56	2,83	

Sîrmă de conexiuni şi sîrmă specială

Marca	Caracteristica sîrmei	Secţiunea nominală mm²
MM	Sîrmă moale de cupru	
ПМЛ	Sîrmă de cupru cositorită	Diametrul intre 0,09 şi 1 mm
МБДЛ	Sîrmă de conexiuni cu un singur fir izolată cu două straturi de hîrtie şi lăcuită	
МГББЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu bumbac şi tresă de bumbac lăcuită	0,2 ; 0,5 ; 0,75
МГББЛЭ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu mătase, hîrtie, bumbac, tresă de bumbac, lăcuită şi ecranată	0,35 ; 0,5
МГБД	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu două straturi de bumbac	0,2 ; 0,25 ; 0,35 ; 0,5 ; 0,71 ; 1
МГБДЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu două straturi de bumbac şi lăcuită	0,05 ; 0,07 ; 0,1 ; 0,2 ; 0,35 ; 0,5
МГБЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu tresă de bumbac şi lăcuită	0,05 ; 0,1 ; 0,2
МГБОЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu un strat de bumbac şi lăcuită	0,2 ; 0,25 ; 0,35 ; 0,5 ; 0,75 ; 1
МГБОО	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu un strat de bumbac şi cu tresă de bumbac	0,05 ; 0,1 ; 0,2
МГБООЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu un strat de bumbac, tresă de bumbac şi lăcuită	0,05 ; 0,07 ; 0,1 ; 0,2 ; 0,35 ; 0,5
МГВ	Sîrmă de conexiuni liţată, flexibilă, izolată cu policlorură de vinil	0,05 ; 0,07 ; 0,1 ; 0,2 ; 0,35 ; 0,5
МГВЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu policlorură de vinil, acoperită cu tresă de bumbac şi lăcuită	0,1 ; 0,2 ; 0,35 ; 0,5 ; 0,75 ; 1
МГВЭЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu policlorură de vinil cu tresă de bumbac, ecranată şi lăcuită	0,35 ; 0,5 ; 0,75 ; 1 ; 1,25 ; 1,5 ; 2
МГВСЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu policlorură de vinil în tresă de ţesătură de sticlă şi lăcuită	0,35 ; 0,5 ; 0,75 ; 1 ; 1,25 ; 1,5 ; 2
МГВСЛЭ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu policlorură de vinil în tresă de ţesătură de sticlă, lăcuită şi ecranată	0,35 ; 0,5 ; 0,75 ; 1 ; 1,25 ; 1,5 ; 2 ; 2,5
МГВЭ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu policlorură de vinil şi ecranată	0,35 ; 0,5 ; 0,75 ; 1 ; 1,25 ; 1,5 ; 2 ; 2,5
МГСЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu fir de sticlă şi tresă de sticlă şi lăcuită	0,1 ; 0,2 ; 0,35 ; 0,5 ; 0,75 ; 1
МГШ	Sîrmă de conexiuni flexibilă în tresă de mătase	0,2 ; 0,35 ; 0,5 ; 0,75 ; 1 ; 1,25
МГШВ	Sîrmă de conexiuni liţată flexibilă izolată cu mătase şi policlorură de vinil	0,05 ; 0,07 ; 0,1
МГШВЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu mătase, policlorură de vinil şi lăcuită	0,14 ; 0,35 ; 0,05 ; 0,75 ; 1,5
МГШД	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu două straturi de mătase	0,5
МГШД-К	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu două straturi de mătase capron	0,05 ; 0,07 ; 0,1 ; 0,2 ; 0,35 ; 0,5
МГШДЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu două straturi de mătase şi lăcuită	0,05 ; 0,07 ; 0,1 ; 0,2 ; 0,35 ; 0,5
МГШДО	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu două straturi de mătase şi cu o tresă de mătase naturală	0,05 ; 0,1 ; 0,2
МГШДО-К	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu două straturi de mătase, în tresă de mătase capron	0,05 ; 0,07 ; 0,1 ; 0,2 ; 0,35 ; 0,5
МГШОЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu un strat de mătase şi lăcuită	0,05 ; 0,07 ; 0,1 ; 0,2 ; 0,35 ; 0,5 0,05 ; 0,1 ; 0,2

(continuare)

Marca	Caracteristica sîrmei	Secțiunea nominală mm²
МР	Sîrmă de conexiuni monofilară izolată cu cauciuc	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5
МРГ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu cauciuc	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5
МРГП	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu cauciuc și cu tresă de bumbac parafinat	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
МРГПЭ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu cauciuc și cu tresă de bumbac, parafinată și ecranată	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5
МРГЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu cauciuc și cu tresă de bumbac, lăcuită	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5
МРЛ	Sîrmă de conexiuni monofilară izolată cu cauciuc și cu tresă lăcuită	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
МРП	Sîrmă de conexiuni monofilară izolată cu cauciuc și bumbac și hîrtie impregnată	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5
МЦБЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu o peliculă de celofan, cu un strat de fir de sticlă, în tresă de bumbac, lăcuită	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,25; 1,5; 2
МЦСЛ	Sîrmă de conexiuni cu fir flexibil izolată cu o peliculă de celofan, cu un strat de fir de sticlă, în tresă de sticlă lăcuită	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,25; 1,5; 2
МЦШЛ	Sîrmă de conexiuni flexibilă izolată cu o peliculă de celofan, cu un strat de fir de sticlă și cu tresă de mătase lăcuită	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,25; 1,5; 2
МШВ	Sîrmă de conexiuni izolată cu mătase, monofilară, acoperită cu vinilin	0,07; 0,2; 0,5; 0,75; 1,5
МШДБ	Sîrmă de conexiuni izolată cu două straturi de mătase capron și cu fir de bumbac	0,1; 0,2; 0,35; 0,5
МШДЛ	Sîrmă de conexiuni izolată cu două straturi de mătase, lăcuită	0,2; 0,35; 0,5
МШЛ	Sîrmă de conexiuni izolată cu tresă de mătase lăcuită	0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1
ПАДЭ	Fir pentru adaptor (picup) ecranat	0,35
ПВ	Sîrmă monofilară izolată cu policlorură de vinil	0,75; 1,25; 1,5; 2,5
ПВЛ-2	Sîrmă pentru tensiuni înalte izolată cu cauciuc și tresă de bumbac, acoperită cu lac rezistent la temperaturi înalte	1,25
ПВЛЭ-2	Sîrmă pentru tensiuni înalte izolată cu cauciuc și tresă de bumbac acoperită cu lac rezistent la temperaturi înalte și ecranată	1,25
ПВР	Sîrmă de radioficare izolată cu policlorură de vinil	0,25; 0,35; 0,5
ПЛШД	Sîrmă de cupru cositorită izolată cu două straturi de mătase	Diametrul 0,51 mm
ПМВ	Sîrmă de conexiuni monofilară izolată cu vinilin	0,2; 0,5; 0,75
ПМОВ	Sîrmă de conexiuni izolată cu bumbac și vinilin	0,2; 0,35; 0,5; 0,75
ПМВГ	Sîrmă de conexiuni izolată cu bumbac și vinilin, flexibilă, lițată	0,2; 0,35; 0,5; 0,75
ПР	Sîrmă monofilară izolată cu cauciuc și cu tresă impregnată cu o substanță fungicidă	0,75; 1,0; 1,5; 2,5
РПО	Sîrmă lițată izolată cu caucuc și cu tresă de bumbac impregnată cu substanță fungicidă	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
РПОЭ	Sîrmă lițată izolată cu cauciuc și cu tresă de bumbac impregnată cu o substanță fungicidă și ecranată	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
РПШ	Conductor multifilar izolat cu cauciuc și cu tub de cauciuc exterior	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
РПШЭ	Conductor multifilar izolat cu cauciuc și cu tub de cauciuc ecranat	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
ШР	Cordon bifilar izolat cu cauciuc	0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
ШПРО	Cordon plat izolat cu cauciuc și cu tresă de bumbac	0,35; 0,5; 0,75
ШПВ	Cordon plat izolat cu policlorură de vinil	0,35; 0,5; 0,75
АОЛ	Sîrmă pentru automobil izolată cu tresă de caciuc și lăcuită	1,5
ЛПРГС	Sîrmă flexibilă lăcuită izolată cu cauciuc pentru instalațiile electrice ale avioanelor	0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
ЛПРГСЭ	Sîrmă flexibilă izolată cu cauciuc lăcuită pentru instalațiile electrice ale avioanelor, ecranată	0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5

Cabluri de radiofrecvență

РК — Cablu de radiofrecvență (coaxial). Se fabrică mai multe tipuri care se deosebesc prin cifra adăugată. De exemplu: РК-1, РК-2, РК-3 etc.

РД — Cablu bifilar de radiofrecvență. Se fabrică mai multe tipuri care se deosebesc prin cifra adăugată. De exemplu: РД-13, РД-14 etc.

КАТВ — Cablu bifilar de antenă pentru televizoare, plat, izolat cu policlorură de vinil.

Tipul	Capacitatea pe metru pF/m	Impedanța caracteristică Ω	Tensiunea de lucru kV	Izolația	Acoperirea	Diametrul exterior sau dimensiunile exterioare mm	Greutatea kg/km
РК-1	66	77	3	Material plastic	Material plastic	7,3	89
РК-2	55	92	4,5	" "	" "	9,6	136
РК-3	68	75	5,5	" "	" "	13	227
РК-4	68	75	5,6	" "	Plumb	11	455
РК-6	96	52	4,5	" "	Material plastic	12,4	231
РК-12	96	62	2	Cauciuc	Cauciuc	14,5	292
РК-19	96	52	1	Material plastic	Material plastic	4,2	39
РК-20	68	75	1	" "	" "	10,4	160
РК-28	96	52	1,5	" "	" "	11,4	239
РК-29	100	60	1,5	" "	" "	9,8	180
РК-31	85	70	5	Cauciuc	Cauciuc	10,2	122
РК-44	82	70	5	"	Fire de bumbac	8	132
РК-45	112	52	8	"	" " "	9,9	204
РК-46	78	75	1	"	Nu are	6,8	90
РК-47	96	52	1	Material plastic	Material plastic	10,3	172
РК-48	100	50	2	" "	" "	13,5	291
РК-49	70	72	1	" "	" "	6,3	82
РК-50	25	157	—	" "	" "	8,8	80
РД-13	58	85	1	" "	" "	7,3	126
РД-14	40	130	4,5	" "	" "	10,5	285
РД-15	34	150	4,5	" "	" "	10 × 18,8	380
РД-16	26	200	4,5	" "	" "	10,8 × 18,4	359
РД-17	50	100	4,5	" "	" "	16,5	396
РД-18	45	100	1,5	" "	" "	6,6	52
РД-26	25	200	3	" "	Plumb	9,9 × 17,4	840
КАТВ	13	300	—	" "	Nu are	—	—

12-2. MATERIALE MAGNETICE

Materiale magnetice cu permeabilitate mare

Materialele magnetice cu permeabilitate mare au o forță coercitivă mică și pierderi prin histerezis mici. Pentru confecționarea miezurilor de bobine și de transformatoare aceste materiale se folosesc în formă de tole subțiri izolate între ele în pachet sau în formă de praf fin cu un liant care izolează particulele de material.

Tabla de oțel electrotehnic se fabrică sub mai multe denumiri care se dau în funcție de conținutul de siliciu (GOST 802-54), cifra care se scrie după litera Э arată conținutul procentual rotunjit de siliciu; a doua cifră caracterizează oțelul din punct de vedere al pierderilor la premagnetizare; cifrele 1, 2 și 3 sînt atribuite oțelurilor ale căror pierderi se normează la frecvența de 50 Hz și în cîmpuri puternice (1 pentru pierderi normale, 2 pentru pierderi reduse, 3 pentru pierderi mici); cifra 4 se atribuie oțelurilor ale căror pierderi se normează la frecvența de 400 Hz și în cîmpuri de intensitate medie, iar cifrele 5 și 6 sînt atribuite oțelurilor destinate pentru a lucra în cîmpuri slabe (5 pentru permeabilitate normală, 6 pentru permeabilitate mărită). Cifrele 7 și 8 arată că proprietatea principală a oțelului este permeabilitatea magnetică în cîmpuri de intensitate medie (7 pentru permeabilitate normală, 8 pentru permeabilitate mărită).

Oțelul silicios laminat la rece cu permeabilitate mare se fabrică sub formă de tole mai subțiri decît cele din oțel electrotehnic (pînă la 0,03 mm) și are proprietăți magnetice mult mai bune pe direcția de laminare (de-a lungul foii). Notația convențională a oțelurilor laminate la rece este aceeași ca cea precedentă și se deosebește prin prezența unei a treia cifre „0".

Aliajele de fier-nichel (permalloy, hiperm) au o valoare extrem de mare a permeabilității magnetice în domeniul cîmpurilor slabe, dar miezurile făcute din aceste materiale nu admit un curent mare de premagnetizare, deoarece în prezența unui cîmp magnetic continuu intens permeabilitatea lor scade brusc. Permeabilitatea permalloyului și a materialelor de tip hiperm scade mult atunci cînd frecvența crește.

Materialele magnetodielectrice sau **feromagnetice** pentru frecvențe înalte se folosesc pentru confecționarea miezurilor pentru bobinele de înaltă frecvență.

Piesele confecționate din materiale magnetodielectrice se obțin prin presarea pulberilor feromagnetice (ferocart,

alsifer sau magnetită) cu un material liant (bachelită, polistiren etc.).

Permeabilitatea magnetică a materialelor magnetodielectrice se măsoară la miezuri închise (toruri). Valoarea efectivă a permeabilităţii miezului depinde de forma lui şi este întotdeauna mai mică decît a materialului propriu-zis.

Feritele sînt materiale magnetice compuse din oxizi de fier şi oxizi ai altor metale (nichel, zinc etc.) Tehnologia de confecţionare a miezurilor de ferită este asemănătoare cu cea din industria ceramică, adică pulberile sînt presate şi apoi supuse unui tratament la temperaturi înalte, în timpul căruia se produce coacerea particulelor de praf.

Feritele au o permeabilitate magnetică mult mai mare decît materialele magnetodielectrice de tipul ferocartului, alsiferului şi magnetitei.

Feritele cu valori diferite ale caracteristicilor magnetice sau fizice pot fi obţinute prin modificarea compoziţiei, granulaţiei şi regimului de tratament termic.

Miezurile de ferite se folosesc pentru bobine de înaltă frecvenţă, transformatoare de impulsuri, pentru diferite elemente ale aparaturii care funcţionează în impulsuri, precum şi pentru maşini electronice de calcul.

Denumirile diferitelor table de oţel electrotehnic

Pînă în anul 1954, tabla de oţel electrotehnic era normată prin GOST 802-41. Denumirile diferitelor table de oţel electrotehnic sînt date în tabela următoare.

Denumirea tablei de oţel		Denumirea tablei de oţel	
Veche	După GOST 802-54	Veche	După GOST 802-54
Э1; Э1А	Э11	ВП-1; ВП-2	Э45; Э47
Э1АА; Э1АБ	Э12	ВП-3	Э46; Э48
Э1ААБ		ВЧ-1; ВЧ-2	Э45; Э47
Э2; Э2Б	Э21	ХВП	Э310
Э3; Э3А	Э31	ХТ-18	Э320
Э4; Э4А	Э41	ХТ-18,5	Э330
Э4АА	Э42		

Proprietăţile materialelor magnetic moi (pentru frecvenţe joase)

Denumirea materialului	Permeabilitatea magnetică μGs/Oe: Iniţială (μ_0)	Permeabilitatea magnetică μGs/Oe: Maximă (μ_{max})	Forţa coercitivă H_c, Oe
Fier tehnic pur (Armco)	250	7 000	0,8
Oţel electrotehnic:			
Э31	250	5 500	0,55
Э41	300	6 000	0,45
Э42	400	7 500	0,4
Э45	600	10 000	0,25
Oţel silicios laminat la rece Э310	1 000	30 000	0,12
Aliaje fero-nichel			
hiperm-50	3 400	28 000	0,03–0,1
hiperm-766	14 000	45 000	0,01–0,06
Mo-permalloy	20 000	75 000	0,05
Supermalloy	100 000	800 000	0,004

Proprietăţile cîtorva materiale feromagnetice pentru frecvenţe înalte

Denumirea materialului feromagnetic	Permeabilitatea magnetică a materialului, μ	Coeficientul de variaţie termică a permeabilităţii magnetice TKμ pentru 1 °C
Ferocart presat	8	$+2 \cdot 10^{-5}$
Alsifer de radiofrecvenţă presat	6	$-4 \cdot 10^{-5}$
Magnetită presată	7	$+15 \cdot 10^{-5}$
Oxifer РЧ-12	12	$\leqslant 50 \cdot 10^{-5}$
Ф-20	20	$110 \cdot 10^{-5}$
Oxifer РЧ-50	50	$\leqslant 200 \cdot 10^{-5}$
$Ф_1$-100 (Ф-100, НЦ-100)	100	$400 \cdot 10^{-5}$
НЦ-250	250	$150 \cdot 10^{-5}$
Oxifer 400	400	$\leqslant 20 \cdot 10^{-5}$
$Ф_1$-600 (Ф-600, НЦ-600)	600	$600 \cdot 10^{-5}$
Oxifer 1000	1000	$\leqslant 400 \cdot 10^{-5}$
Oxifer 2000	2000	$\leqslant 600 \cdot 10^{-5}$
Oxifer M-1000	1000	$\leqslant 100 \cdot 10^{-5}$
Oxifer M-2000	2000	$\pm 300 \cdot 10^{-5}$

Materiale paramagnetice

Materialele paramagnetice se caracterizează printr-o forţă coercitivă mare şi se folosesc pentru confecţionarea magneţilor permanenţi. Calitatea magnetului este caracterizată prin energia pe care o dezvoltă un volum unitar (1 cm³) de material magnetic în spaţiul înconjurător şi se exprimă prin valoarea maximă $\frac{HB}{8\pi}$ obţinută din curba de demagnetizare.

Proprietăţile cîtorva materiale paramagnetice

Materialul magnetului	Forţa coercitivă H_c, Oe	Inducţia remanentă B, Gs	Valoarea maximă a lui $HB/8\pi$
Oţel-crom ЭЕХ3А	60	9 000	11 000
Oţel cu wolfram ЭЕВА	60	10 000	12 000
Oţel cu molibden	65	10 000	–
Oţel cu cobalt ЭЕК30	220	9 000	37 000
Aliaj alni [1]	550	5 500	52 000
Aliaj alnisi [1]	800	4 000	56 000
Aliaj alnico [1]	500	7 000	61 000
Alaj magnico [1]	550	12 500	190 000

[1] Prelucrarea magneţilor confecţionaţi din aceste materiale este posibilă numai prin şlefuire.

12-3. MATERIALE DIELECTRICE

Constanta dielectrică ε este o mărime care arată de cîte ori este mai mare capacitatea unui condensator cu aer faţă de capacitatea aceluiaşi condensator la care spa-

ţiul dintre armături se umple cu un alt dielectric decît aerul. Această constantă este supraunitară la toate materialele dielectrice.

Pentru condensatoare trebuie folosite materiale dielectrice cu constantă dielectrică mare, deoarece astfel se poate obţine o capacitate mare la aceleaşi dimensiuni ale condensatorului. Pentru impregnarea bobinelor, în special a celor de înaltă frecvenţă, trebuie folosite, dimpotrivă, materiale cu constantă dielectrică mică, pentru a nu mări capacitatea proprie (nedorită) a bobinei.

Coeficientul termic al constantei dielectrice $C.T._{\varepsilon}$ este mărimea care exprimă variaţia relativă a constantei dielectrice provocată de variaţia temperaturii cu 1 °C. Coeficientul termic pozitiv arată că o dată cu creşterea temperaturii creşte şi constanta dielectrică, iar coeficientul termic negativ arată că o dată cu creşterea temperaturii constanta dielectrică scade. O dată cu variaţia constantei dielectrice are loc şi o variaţie corespunzătoare a capacităţii condensatorului în care se foloseşte dielectricul respectiv.

Pierderile în dielectric sînt pierderile de energie care au loc într-un dielectric plasat într-un cîmp electric alternativ. Energia pierdută se consumă prin încălzirea dielectricului. Pierderile cresc o dată cu creşterea frecvenţei.

Tangenta unghiului de pierderi $\operatorname{tg} \delta$ caracterizează valoarea pierderilor în dielectric. Cu atît este mai bun dielectricul, cu cît este mai mic $\operatorname{tg} \delta$. La dielectricii buni $\operatorname{tg} \delta$ este de ordinul miimilor, iar la dielectricii de cea mai bună calitate $\operatorname{tg} \delta$ este de ordinul zecimilor de miimi.

Rigiditatea dielectrică caracterizează proprietatea dielectricului de a suporta tensiuni electrice înalte fără a se străpunge. Pentru majoritatea dielectricilor tensiunea de străpungere este de ordinul kilovolţilor (iar pentru mulţi dielectrici, chiar de ordinul zecilor de kilovolţi) pentru grosimea dielectricului de 1 mm.

Conductibilitatea electrică a dielectricului. Materialele izolante folosite în tehnică nu sînt dielectrici absoluţi şi au o rezistenţă finită, cu toate că este extrem de mică. Se deosebesc:

— *rezistenţa specifică de volum,* exprimată în Ω/cm, care caracterizează proprietatea dielectricului de a conduce curentul continuu prin toată grosimea sa, adică prin întregul volum ocupat de dielectric;

— *rezistenţa specifică de suprafaţă,* exprimată în Ω, care caracterizează proprietatea dielectricului de a conduce curentul pe suprafaţa sa.

Pierderile provocate de conductibilitatea electrică fac parte din valoarea totală a pierderilor exprimată prin $\operatorname{tg} \delta$ a dielectricului respectiv.

Proprietăţile principale ale unor dielectrici (valori medii)

Materialul	Constanta dielectrică, ε	Tangenta unghiului de pierderi în dielectric, tg δ	Temperatura la care rezistă, °C	Greutatea specifică g/m³	Rigiditatea dielectrică kV/mm
Aminoplast	8	0,1	100	1,3	—
Azbest	—	—	400	2,5	3
Bachelită (în stadiul C)	4,5	0,01	—	1,25	15
Mesteacăn uscat	3,5	0,02	—	0,7	4
Bitum	3	0,01	30—175	1,1	15
Viniplast-10	3,5	0,06	200	1,6	45
Ceară de albine	2,8	0,0025	65	0,97	25
Pertinax de înaltă frecvenţă (tipul Ab, Bb, Гb, Дb)	7	0,05	125	1,4	25
Halovax	5	0,008	110	1,6	10
Placaj	8	0,1	90	1,3	5
Colofoniu	3	0,005	85	1,08	12
Capron	3,8	0,03	90	1,2	15
Carbolit	4,5	0,09	110	1,4	12
Cauciuc natural	2,4	0,002	—	0,92	—
Cauciuc silicoorganic CKT	—	0,03	200	—	20
Pînză lăcuită neagră	3,5	0,1	105	1,1	20
Pînză lăcuită de culoare deschisă	4	0,1	105	1,1	20
Micalex	9	0,002	400	3	13
Marmoră	9	0,01	100	2,7	2
Ozocherită	2,9	0,0004	75	0,94	25
Parafină	2,3	0,0005	50	0,92	25
Pirofilit	6	0,007	1000	2,5	18
Plexiglas	3,5	0,06	60	1,2	18
Polistiren	2,5	0,0002	65	1,05	30

Materialul	Constanta dielectrică, ε	Tangenta unghiului de pierderi în dielectric, tg δ	Temperatura la care rezistă, °C	Greutatea specifică g/cm³	Rigiditatea dielectrică kV/mm
Policlorură de vinil	4	0,04	65	1,6	50
Polietenă	2,2	0,0003	70	0,94	40
Radiosteatită	6,5	0,0007	1000	3	20
Porţelan radiotehnic	6,5	0,005	1000	2,6	18
Cauciuc	4	0,03	50	1,5	20
Mică	7	0,0004	500	2,8	100
Sticlă	8	0,004*)	1000 *)	3 *)	25
Textolit cu inserţie de ţesătură din sticlă CBФЭ-2	—	0,06	200	1,6	12
Textolit cu inserţie de ţesătură din sticlă CTK-41	3,5	0,05	220	1,7	10
Textolit pentru înaltă frecvenţă	8	0,07	125	1,4	6
Ticondă	100 *)	0,0006	1000	4	10
Ultraporţelan	8	0,0005	1000	3,4	20
Porţelan electrotehnic	6	0,01	1000	2,4	20
Fibră	5 *)	0,07	100	1,2	5
Fluoroplast-3	3	0,008	150	2,14	13
Fluoroplast-4	2	0,0002	250	2,3	25
Celuloid	3,5	0,1	50	1,7	30
Cerezină	2,2	—	75	0,95	15
Mătase naturală	4,5	0,02	100	—	—
Şelac	3,5	0,01	85	1,03	25
Ebonită	3,5	0,01	70	1,25	25
Carton electrotehnic	3,5	0,03	100	2	10
Escapon	2,7	0,0005	110	1	35

*) Variază în limite largi pentru diverse calităţi.

12-4. LACURI ȘI EMAILURI ELECTROIZOLANTE

Denumirea	Destinația și domeniul de folosire	Compoziția bazei care formează pelicula	Compoziția solventului	Procedeul și temperatura de uscare, °C	Timpul de uscare h
Lac asfaltic (nr. 4460)	Rezistent la umiditate și temperatură, pentru impregnarea pieselor din aparatura care lucrează în aer liber	Ulei — 27%; Bitum — 31%; Rășină — 0,9%; Ulei sicativ — 0,1%	Terebentină — 5%; Xilol — 36%	In cuptor 100—110	3
Lac de bachelită	Impregnarea înfășurărilor transformatoarelor și a bobinelor de șoc de rețea și de joasă frecvență, a bobinelor de inductanță de importanță secundară. Lac rezistent la căldură	Rășină de bachelită A 50—80%	Alcool nerafinat sau denaturat 50—20%	In cuptor 110—115	5—6
Lac de bitum cu ulei 447	Impregnarea bobinelor și înfășurărilor transformatoarelor și bobinelor de șoc. Lac rezistent la umezeală și căldură	Bitum și ulei de in 40%	White-spirt cu xilol — 60%	In cuptor 105	6
Lac de gliptal ГФ-95 (1154)	Impregnarea înfășurărilor transformatoarelor, pieselor de carbolit și a lemnului. Lac de lipit rezistent la căldură.	Rășină de gliptal, ulei de in și colofoniu 45—50%	Toluen, white-spirit 55—50%	In cuptor 100	2—4
Lac de ulei (nr. 320)	Impregnarea bobinelor, transformatoarelor, bobinelor de șoc și a hîrtiei. Lac rezistent la umezeală și căldură	Ulei de in — 59%, Rășină — 9%	Terebentină — 32%	In cuptor 80—90	5—6
Lac silico-organic (poliorganosiloxan) ЭФ-3	Impregnarea înfășurărilor transformatoarelor și bobinelor de șoc. Se distinge printr-o rezistență mare la umezeală și la temperaturi înalte	Rășină silico-organică — 40%	Amestec de benzină cu terebentină 60%	In cuptor 200	2
Idem, K-57	Impregnarea transformatoarelor și bobinelor de șoc. Rezistență mare la umezeală și la încălzire. Proprietăți bune la lipit	Rășină silico-organică 50—55%	Toluen 50—45%	In cuptor 200	0,5
Lac de nitroceluloză	Acoperirea părților metalice și de lemn ale aparatelor. Lac nerezistent la căldură	Nitroceluloză — 15—40%	Acetonă, amilacetat, etilacetat — 85—60%	In aer 15—25	0,2
Lac de polistiren	Lac rezistent la umezeală și nerezistent la căldură, pentru acoperirea și impregnarea bobinelor de înaltă frecvență, precum și pentru lipirea pieselor de polistiren	Polistiren — 15—50%	Amestec de benzen și xilen — 85—50%	In aer 15—25	6
Lac de șelac	Lipirea și impregnarea carcaselor pentru bobine, acoperirea pieselor de lemn	Șelac — 58 și 15%	Alcool etilic 42 și 85%	In aer 15—25	1
Email roșu 1201-1202 (ХЭМЗ Л2464)	Vopsirea conductoarelor aparatelor. Lac rezistent la căldură	Amestec de lacuri gliptalice de ulei și de nitroceluloză, oxid de fier	Amestec de toluen și acetat de butil	In aer 15—25	3
Email cenușiu (СВД)	Acoperirea diverselor piese de metal și lemn. Nu este rezistent la căldură	Lac gliptalic pe bază de ulei nr. 1230—3% și litopon-13—35%	Amestec de toluen și white-spirit 40%	In aer 15—25	18

12-5. CLEIURI

Denumirea	Destinaţia şi domeniul de folosire	Compoziţia şi prepararea	Modul de întrebuinţare
Clei БФ, (БФ-2, БФ-4, БФ-6)	Lipirea metalelor, materialelor plastice, a ceramicei, materialelor fibroase, hîrtiei, cartonului (БФ-2 şi ФБ-4) şi a ţesăturilor (БФ-6)	Amestec gata preparat	БФ-2 este pentru lipiturile care trebuie să reziste la căldură; БФ-4 este pentru îmbinările elastice. Suprafeţele care urmează să se lipească, se curăţă şi se degresează cu grijă. Locurile lipite se încălzesc pentru întărirea lipiturii: pentru cleiul БФ-2 la temperatura de 140—150 °C timp de 25—30 min, iar pentru cleiurile БФ-4 — la temperatura de 60 °C, timp de 2—3 ore. Ţesătura lipită se calcă cu fierul de călcat
Clei pe bază de celuloid	Lipirea peliculelor şi pieselor de celuloid	Peliculă de celuloid tăiată mărunt şi dizolvată în acetonă; consistenţa cleiului se dozează după nevoie	Lipitura trebuie presată puternic. După lipire, piesa, în stare presată, trebuie lăsată să se usuce în aer la temperatura camerei
Clei pentru plexiglas	Lipirea pieselor de plexiglas (sticlă organică)	Bucăţi mărunte sau şpan de plexiglas — 0,5—1% dizolvat în dicloretan	Suprafeţele curăţite şi unse cu clei se presează puternic şi se ţin în stare presată, la temperatura camerei, timp de 24 ore
Clei de caseină	Lipirea lemnului şi a cartonului	Se introduce o parte de clei, mestecînd treptat, în 1—2 părţi apă. După ce compoziţia începe să se întărească, se mai adaugă 0,8 părţi apă	Suprafeţele care trebuie lipite se suprapun după cîteva minute de la aplicarea cleiului şi se ţin sub presă timp de 3—10 ore
Clei 88	Lipirea la rece a cauciucului (precum şi a pînzei) pe metal şi pe sticlă	Compoziţia gata preparată	Suprafeţele de metal şi de cauciuc care trebuie lipite se curăţă cu şmirghel şi se spală cu benzină. Se aplică pe metal un strat subţire de clei şi se usucă timp de 5—10 min. Apoi ce aplică al doilea strat de clei pe metal şi în acelaşi timp se pune un strat de plumb pe cauciuc. Se usucă pînă cînd devine puţin lipicios (3—5 min). Se aplică cauciucul pe metal şi se apasă tare. După lipire se lasă să se întărească timp de 42 ore

ELECTROACUSTICA

13-1. DEFINIȚII FUNDAMENTALE

Sunetul este o vibrație a aerului care ia naștere la oscilația mecanică (vibrația) a diferitelor corpuri și care acționează asupra urechii. Gama oscilațiilor audibile este cuprinsă, în medie, între 20 și 16 000 Hz. Viteza de propagare a sunetului în aer este de aproximativ 340 m/s. Oscilațiile acustice se pot propaga nu numai în aer, ci și în alte medii.

Tonul este o oscilație acustică sinusoidală. Înălțimea tonului este determinată de frecvență. O dată cu creșterea frecvenței crește și înălțimea tonului.

Presiunea acustică este presiunea creată de oscilațiile acustice pe o suprafață de 1 cm². Se măsoară în bari.

Barul este unitatea de măsură pentru presiunea acustică. 1 bar reprezintă presiunea pe care o suportă o suprafață de 1 cm² sub acțiunea unei forțe de 1 dynă (1 bar=1,02 mg/cm²). Pentru o cameră obișnuită de locuit este suficient un volum sonor ce se obține avînd o presiune de 2—3 bari, la distanța de 1 m de difuzor.

Puterea sonoră este energia sonoră care trece printr-o suprafață dată în timp de 1 s. Puterea sonoră poate fi determinată în funcție de presiunea acustică.

Intensitatea sunetului se definește ca fiind puterea sonoră ce trece timp de 1 s printr-o suprafață de 1 cm². Intensitatea sunetului este proporțională cu pătratul presiunii acustice. Se măsoară în µW/cm².

Volumul este intensitatea senzației auditive provocată unui om cu auz normal. Volumul variază proporțional cu logaritmul intensității sunetului.

Volumul se definește, de obicei, prin numărul de decibeli cu care este întrecut pragul de audibilitate.

Pragul limită de audibilitate este pragul (limita) sensibilității urechii omului, adică sunetul cel mai slab care se poate auzi. Pentru 1 ton de 1000 Hz acesta corespunde unei presiuni de aproximativ 0,0002 bari, sau unei intensități a sunetului de 10^{-10} µW/cm².

Limita dureroasă este pragul superior al sensibilității urechii omului, adică presiunea la care sunetul se percepe ca senzație dureroasă. Pentru tonul de 1000 Hz această limită corespunde unei presiuni de aproximativ 1000 bari.

Curbele de volum egal sînt curbele care unesc pe grafic (fig. 13-1) punctele corespunzătoare presiunilor acustice ce asigură senzația de volum egal pentru diferite înălțimi ale tonului. Datorită particularităților urechii omenești, frecvențele inferioare și superioare sînt percepute mai slab decît cele medii și de aceea, pentru obținerea unui volum egal, la capetele gamei audio tonurile trebuie să aibă o presiune mai mare.

De obicei, volumul tuturor tonurilor se compară cu volumul tonului cu frecvența de 1000 Hz și toate curbele de volum egal se trasează prin punctele în care nivelul presiunii acustice a tonului de 1000 Hz are valori întregi (0,10, 20, . . . , 120 dB).

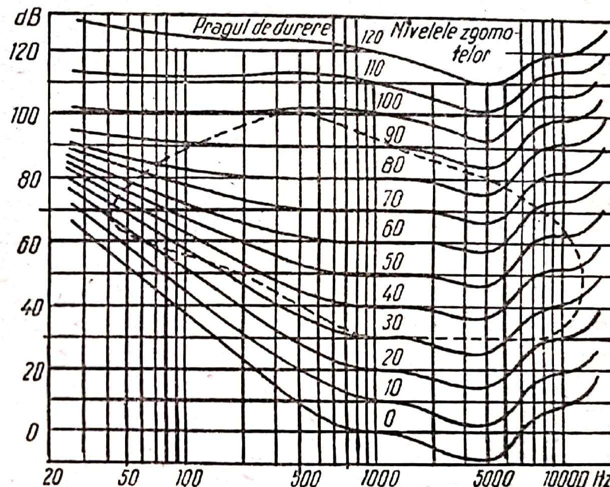


Fig. 13-1. Curbele de volum egal.

Tonul fundamental este tonul inferior creat de un corp care vibrează (sursa de sunet).

Tonurile superioare sînt toate tonurile, cu excepția celui fundamental, create de un corp care vibrează. Dacă frecvențele lor sînt de un număr întreg (2, 3, 4 etc.) de ori mai mari decît frecvența tonului fundamental, ele se numesc tonuri armonice superioare.

Zgomotul este dat de totalitatea tonurilor de înălțimi și volumuri diferite.

Timbrul este „coloratura" sunetului. El se determină prin numărul și frecvența armonicelor superioare. Combinațiile acestora sînt caracteristice fiecărei surse de sunet în parte.

Intervalul este raportul dintre frecvențele a două tonuri. Intervalul muzical de bază este octava și corespunde unui raport de frecvențe egal cu 2 : 1.

Interferența este atenuarea sau amplificarea reciprocă a două oscilații sonore de frecvență egală care sosesc în același timp, dar sînt defazate. Cînd oscilațiile sînt în fază are loc amplificarea lor, iar cînd sînt antifază, atenuarea (volumul lor scade).

Bătăile reprezintă interferența a două oscilații cu frecvențele puțin diferite. In cazul bătăilor are loc o variație periodică a amplitudinii oscilațiilor rezultante datorită compunerii tonurilor fundamentale.

Gama dinamică este diferența dintre volumul maxim și minim la o transmisie sonoră. Se măsoară în decibeli.

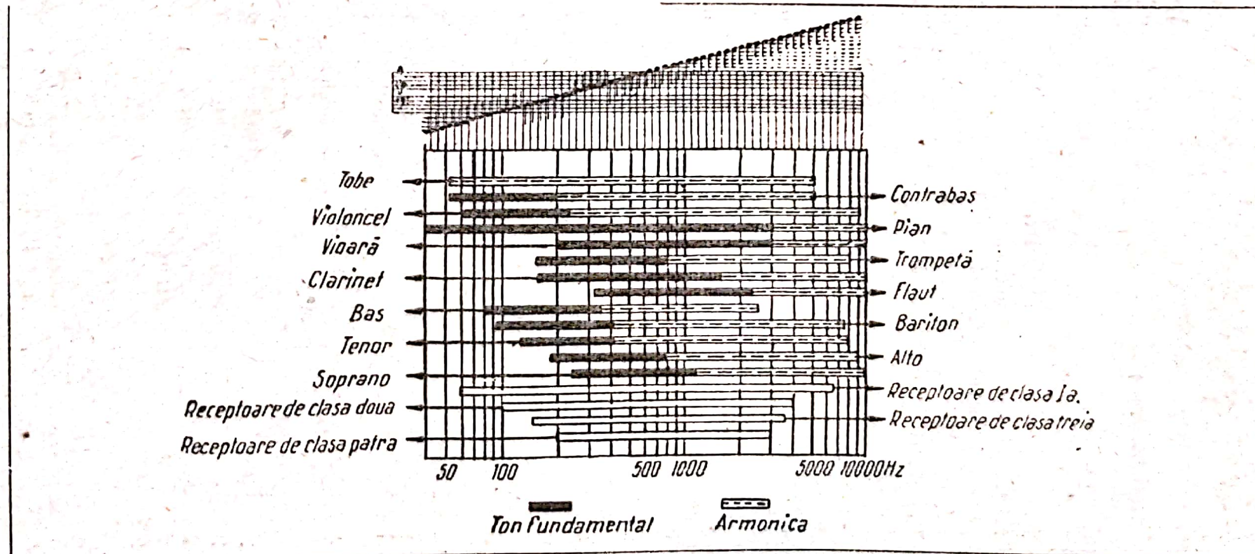
Claritatea (articulația) este raportul dintre numărul de silabe recepționate corect și numărul total de silabe pronunțate. Pentru determinarea clarității se folosesc combinații speciale de silabe, care exclud posibilitatea ghicirii lor după sens.

Reverberația este întîrzierea sunetului (remanența) în încăperile închise, după ce sursa de sunet a încetat să emită. Acest fenomen se datorește reflexiilor multiple ale sunetului pe diferite suprafețe (pereți, dușumea, tavan). Reverberația se măsoară prin diferența de timp dintre încetarea funcționării sursei de sunet și scăderea presiunii acustice pînă la o valoare egală cu 0,001 din valoarea inițială.

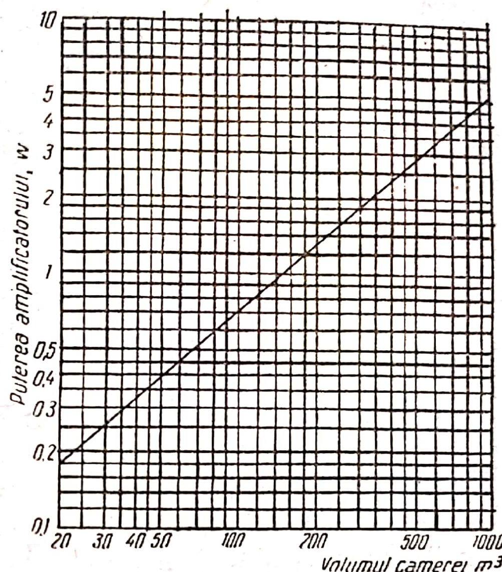
13-2. VITEZA DE PROPAGARE A SUNETULUI ÎN DIFERITE MEDII

Mediul	Viteza sunetului m/s	Mediul	Viteza sunetului m/s
Cauciuc	50	Lemn	3350
Aer	343	Cupru	3950
Plută	500	Oțel	5100
Apă	1480	Sticlă	5400

13-3. GAME SONORE



13-4. PUTEREA AMPLIFICATORULUI NECESARĂ PENTRU OBȚINEREA VOLUMULUI NORMAL (65—70 dB) ÎN ÎNCĂPERE



13-5. DIFUZOARE

Difuzorul este un dispozitiv în care energia electrică de audiofrecvență de la ieșirea receptorului sau amplificatorului se transformă în sunet. Această transformare se face prin mai multe sisteme și anume: electromagnetic, electrodinamic, piezoelectric și electrostatic.

Caracteristicile difuzoarelor electrodinamice sînt date în tabela 13-1.

Tabela 13-1

Difuzoare electrodinamice

Tipul difuzorului	Receptorul în care este folosit	Puterea nominală, W	Gama frecvențelor audio reproduse, Hz	Neuniformitatea caracteristicii de frecvență, dB	Sensibilitatea[1]), bari	Bobina mobilă: Numărul de spire	Bobina mobilă: Diametrul sîrmei mm	Bobina mobilă: Rezistența în curent continuu Ω	Bobina de excitație: Numărul de spire	Bobina de excitație: Diametrul sîrmei mm	Bobina de excitație: Rezistența în curent continuu Ω	Diametrul mm
ДГС	Radioficare	0,04	200—4 500	20	2	63	0,15	4,9	Cu magnet permanent		—	—
ДГМ	Radioficare	0,15	150—4 500	20	2	41	0,23	1,25	Idem		—	—
„Baikal", „Sever"	Radioficare	0,2	250—3 000	20	4	57	0,16	4	Idem		—	—
„Sibir"	Radioficare	0,25	150—5 000	20	—	—	—	—	Idem		—	—
0,25 ГД-1	Radioficare	0,25	300—3 000	18	2	49	0,08	7	Idem		—	72
0,5 ГД-2	„Record", „Moskvici" AP 3 (începînd din anul 1954)	1	120—6 000	10	2,5	63	0,12	5,5	Idem		—	—
0,5 ГД-5	„Rodina", „Iskra" (începînd din anul 1954)	1	100—6 000	15	3	63	0,12	5,5	Idem		—	—
0,5 ГД-10	—	0,5	150—7 000	14	2,3	51	0,1	4,5	Idem		—	105
0,5 ГД-11	Receptoare de dimensiuni reduse și televizoare	0,5	150—7 000	14	2,3	51	0,1	4,5	Idem		—	105
0,5 ГД-12	Receptoare la baterie	0,5	150—7 000	14	3	51	0,1	4,5	Idem		—	105
1 ГД1	AP3-49, „Moskvici B"	1	150—5 000	15	2,5	61	0,16	3,25	Idem		—	—
—	„Riga Б-912"	1	150—6 000	15	4	45	0,15	2,8	Idem		—	—
1ГДМ-1,5 1,5 П ГД-1)	„Record", „Record-47"	1,5	150—5 000	15	2,5	57	0,16	3	Idem		—	—
1 ГД-5	Receptoare de clasele 3 și 4	1	150—6 000	15	2,0	63	0,12	5,5	Idem		—	124
1 ГД-6	Receptoare și televizoare de clasele 2 și 3	1	100—6 000	15	3,0	63	0,12	5,5	Idem		—	124
1 ГД-7	Receptoare portabile și de automobil	1	150—6 000	15	3,0	63	0,12	5,5	Idem		—	124
1 ГД-8	Idem	1	200—6 000	12	4,5	63	0,12	5,5	Idem		—	124
1 ГД-9[1]	Televizoare de clasele 1—3	1	100—7 000	12	2,5	63	0,12	5,5	Idem		—	156/98
1 ГД-11	Receptoare de clasele 2, 3 și 4	1	150—6 000	15	2	63	0,12	5,5	Idem		—	126
1 ГД-12	Receptoare de clasele 1 și 2	1	200—10 000	14	2,5	51	0,1	4,5	Idem		—	156/98
1 ГД-14	Receptoare de clasele 3 și 4	1	150—10 000	14	2,5	51	0,1	4,5	Idem		—	126
2 ГД-3	—	2	70—10 000	14	2,5	62	0,16	3,4	Idem		—	150
2 ГД-4	Receptoare de clasa 1	2	70—10 000	14	2,3	60	0,16	3,25	Idem		—	152
2 ГДМ-3	„Rodina", „Rodina-47", „Ural-49"	3	90—5 000	15	3	62	0,18	3,2	Idem		—	—
2 ГДП-3	„Vostok-47", (7H-27), „Ural-47"	3	—	—	—	65	0,2	3	14 000	0,2	1200	—
3 ГД-2	—	3	80—6 000	15	3	62	0,18	3,4	Cu magnet permanent		—	202
3 ГД-3	„Vostok-49" „Rodina-47" (seria 1950), „Ural-49"	3	100—6 000	15	2,5	62	0,16	3,4	Idem		—	—

Tabela 13-1 (continuare)

Tipul difuzorului	Receptorul în care este folosit	Puterea nominală, W	Gama frecvențelor audio reproduse, Hz	Neuniformitatea caracteristicii de frecvență, dB	Sensibilitatea[1], bari	Bobina mobilă			Bobina de excitație			Diametrul mm
						Numărul de spire	Diametrul sîrmei mm	Rezistența în curent continuu Ω	Numărul de spire	Diametrul sîrmei mm	Rezistența în curent continuu Ω	
3 ГД-7[4]	Receptoare de automobil	3	80— 7 000	12	2,5	62	0,18	3,4	Cu magnet permanent		—	208/154
3 ГД-9	Receptoare de automobil	3	80— 7 000	14	2,5	62	0,18	3,4	Idem		—	204/134
3 ГДМП-ВЭФ3	—	3	100— 6 000	15	3	49	0,23	1,6	4 500	0,15	520	—
—	VEF-M-557	3	—	—	—	23	0,22	2	11 000	0,18	900	—
—	„Baltika", VEF M-697	3	—	—	—	53	0,2	2,4	4 500+ +23	0,15 și 0.18	520+ 0,27	—
—	„Riga-6"	3	—	—	—	59	0,2	2,65	Cu magnet permanent		—	—
—	„Riga T-755"	3	100— 6 000	17	3,5	59	0,2	2,65	12 200	0,18	1000	—
—	6H-25	3	—	—	—	52	0,23	1,7	11 000	0,16	1265	—
ВГД-1	—	3	800—15 000	15	2,3	51	0,1	4,5	Cu magnet permanent		—	105
4 ГД-1	Receptoare de clasa 1	4	60—12 000	14	2,5	62	0,16	3,4	Idem		—	202
4 ГД-2	Receptoare cu picup	4	60—12 000	14	2,5	62	0,18	3,4	Idem		—	202
5 ГД-9	Receptoare de clasele 1 și 2	5	70— 7 000	12	3,0	62	0,18	3,4	Idem		—	252
5 ГД-10	—	5	50—12 000	14	3,0	62	0,18	3,4	Idem		—	250
5 ГД-14[4]	Receptoare de clasele 1 și 2	5	60—12 000	14	2,5	62	0,18	3,4	Idem		—	260/170
ДГФ-5	—	5	150— 6 000	15	4	65	0,2	4,8	Idem		—	—
5 ГЭД-5	—	5	70— 6 500	12,5	4	—	—	2	—	—	1000	—
—	„Riga T-689"	6	80— 8 000	17	5,5	92	0,15	12	9 000	0,25	520	—
—	„Riga-10"	8	80— 7 000	12	5,5	120	0,17	12	Cu magnet permanent		—	—
8 ГД-2	„Mir"	8	80— 7 000	12	5,5	75	0,25	2,8	Idem		—	—
10 ГД-4	—	10	70— 8 000	12	3,5	—	—	10	Idem		—	—
10 ГД-5	—	10	50— 7 000	12	3,5	—	—	2,8	Idem		—	—
10 ГД-6[2]	—	10	40—10 000	15	3	—	—	40	Idem		—	—
10 ГД-12[5]	—	10	40—12 000	12	3	62	0,18	3,4	Idem		—	—
10 ГД-14	—	10	40—12 000	12	3	62	0,18	5,5	Idem		—	—
10 ГД-18	Televizoare și receptoare cu picup de înaltă calitate	10	50— 8 000	12	3	69	0,18	4,8	Idem		—	324/242
Р-10	—	10	250— 4 000	20	6	39	0,21	1,7	Idem		—	—
РД-10	—	10	200— 3 500	6	11	—	—	16	—	—	3200	—
—	„Latvia"	10	—	—	—	115	0,18	8	7 900+ +28,5	0,14 și 0,35	245+ +0,25	—
ДГР-25	—	25	150— 5 000	20	—	—	—	6	61	0,2	—	—
Р-100	—	100	200— 3 000	20	12	49	0,2	4,8	—	—	—	—

[1] Presiunea sonoră dezvoltată la un consum de putere de audiofrecvență de 0,1 VA.
[2] Difuzor cu membrană dublă.
[3] Cu magnet permanent și cu excitație.
[4] Cu membrană eliptică.
[5] Instalație compusă din două difuzoare.

Sistemul electromagnetic. Intre polii unui magnet permanent *M* se află paleta *P* care trece prin interiorul bobinei *B* (fig. 13-2). Prin bobină circulă curentul de audiofrecvență și sub acțiunea cîmpului magnetic alternativ paleta *P* vibrează liber antrenînd membrana difuzorului *D*.

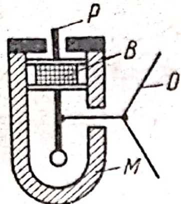


Fig. 13-2. Construcția difuzorului electromagnetic (cu paletă liberă).

— *Proprietăți*. Sistemul are o sensibilitate bună, o caracteristică de frecvență necorespunzătoare, distorsiuni mari.

— *Puterea* poate atinge valori pînă la 0,25—0,5 W.

— *Conectarea* se face direct în circuitul anodic al tubului de ieșire.

— *Utilizare* — în receptoarele de putere mică unde nu se cere o calitate prea bună a sonorizării.

Sistemul electrodinamic cu magnet permanent (difuzoare dinamice) *). In cîmpul circular al magnetului permanent *M* se află bobina mobilă *B* legată rigid cu membrana difuzorului *D* (fig. 13-3). Curentul de audiofrecvență, care circulă prin bobină, creează în jurul acesteia un cîmp magnetic alternativ care prin interacțiune cu cîmpul permanent al magnetului produce o forță ce deplasează bobina.

Fig. 13-3. Construcția difuzorului permanent dinamic.

— *Proprietăți*. Difuzorul are o caracteristică de frecvență bună și o gamă largă a puterilor radiate.

— *Puterea* este cuprinsă între fracțiuni de watt și zeci și sute de wați.

— *Conectarea* se face printr-un transformator de adaptare, deoarece rezistența bobine mobile este mică (2—15 Ω).

— *Utilizare* — în receptoarele cu orice fel de alimentare (aceste difuzoare sînt recomandabile pentru receptoarele la baterie) și în rețelele de radioficare.

Sistemul electrodinamic cu excitație (difuzoare electrodinamice sau cu excitație) *). Principiul de funcționare este același ca și la difuzoarele cu magnet permanent, cu singura deosebire că aici cîmpul magnetic este creat de bobina de excitație B_e (fig. 13-4). Proprietățile sînt similare, însă datorită existenței bobinei de excitație se poate obține un cîmp magnetic mai intens în întrefier și astfel se realizează o sensibilitate mai bună.

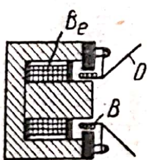


Fig. 13-4. Construcția difuzorului electrodinamic.

— *Utilizare* — în receptoarele alimentate de la rețea și în instalațiile de amplificare de mare putere.

Sistemul piezoelectric. Pe armăturile elementului piezoelectric *P* se aplică o tensiune alternativă de audiofrecvență, datorită căreia elementul începe să execute oscilații mecanice de aceeași frecvență. Aceste oscilații se transmit membranei difuzorului *D*, legată cu elementul piezoelectric (fig. 13-5).

— *Proprietăți*. Sistemul piezoelectric favorizează mult frecvențele audio superioare.

— *Puterea* este limitată de rezistența mecanică a elementului piezoelectric.

— *Conectarea* se face prin intermediul unei bobine de șoc (impedanța difuzorului este foarte mare și are caracter capacitiv).

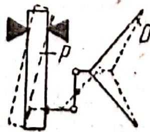


Fig. 13-5. Construcția difuzorului piezoelectric.

— *Utilizare* — la amplificatoarele cu putere de ieșire mică și ca difuzor pentru frecvențele superioare din spectrul sonor.

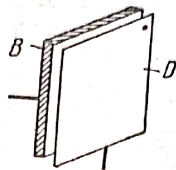


Fig. 13-6. Construcția difuzorului electrostatic.

Sistemul electrostatic. Difuzorul electrostatic este constituit dintr-un condensator compus dintr-un electrod (armătură) fix — reprezentat prin baza *B* și un electrod (armătură) mobil — reprezentat prin diafragma *D*, confecționată dintr-o peliculă dielectrică foarte subțire, metalizată pe una din fețe (fig. 13-6). Intre electrodul fix și cel mobil se aplică o tensiune continuă, care creează cîmpul electric inițial, și o tensiune alternativă de audiofrecvență, sub acțiunea căreia diafragma vibrează.

— *Proprietăți*. Sistemul are o caracteristică de frecvență uniformă în domeniul frecvențelor audio înalte, pînă la 20 kHz.

— *Conectarea* se face după o schemă specială, direct în circuitul anodic al tubului (impedanța difuzorului are caracter capacitiv).

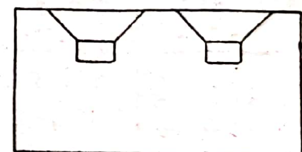
— *Utilizare* — împreună cu un difuzor dinamic (care asigură o reproducere bună a frecvențelor inferioare și medii) în sistemele destinate pentru reproduceri de înaltă calitate.

13-6. SISTEME ACUSTICE

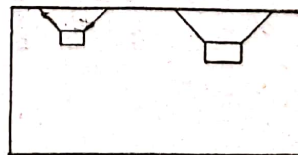
Un sistem acustic este compus dintr-unul sau mai multe difuzoare care funcționează concomitent, montate într-o cutie.

Cel mai simplu sistem acustic constă dintr-un difuzor instalat într-o cutie. Calitatea sonorizării depinde atît de parametrii difuzorului cît și de materialul și construcția cutiei.

Sistem compus din două difuzoare identice montate în aceeași cutie (fig. 13-7). Difuzoarele trebuie să aibă frecvențe de rezonanță care să difere cu 20—30 Hz (aceasta se realizează, de exemplu, printr-o construcție diferită a șaibelor de centrare sau făcînd ca greutățile membranelor să fie diferite). Calitățile acestui sistem sînt: o caracteristică de frecvență mai uniformă decît în cazul unui singur difuzor și un randament mai mare (puterea consumată crește de două ori, iar energia sonoră radiată crește de patru ori).


Fig. 13-7. Sistem compus din două difuzoare identice.

Sistem compus din două difuzoare diferite montate în aceeași cutie (fig. 13-8). Un difuzor pentru reproducerea frecvențelor inferioare și medii are diametrul mai mare, iar al doilea difuzor are un diametru mai mic și reproduce mai bine frecvențele audio superioare. Avantajele acestui sistem constau în lărgirea caracteristicii de frecvență care face reproducerea mai naturală.


Fig. 13-8. Sistem compus din două difuzoare diferite.

Sistemul de sonorizare spațială 3D este o combinație de mai multe difuzoare montate pe peretele frontal și pe cei

laterali ai unei cutii (fig. 13-9). Acest sistem face să dispară impresia că sunetul vine dintr-un singur punct și are ca efect producerea sonorizării spațiale, sunetul fiind radiat mai mult sau mai puțin uniform în toate direcțiile. Denumirea 3D provine din limba engleză „3-Dimension", care înseamnă că sunetul este radiat în trei direcții (trei dimensiuni).

Sistemele 3D se pot compune din 2, 3, 4, 5 și mai multe difuzoare ale căror membrane se montează sub diferite

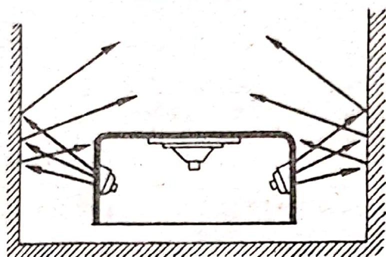


Fig. 13-9. Sistem de sonorizare spațială 3D.

unghiuri (fig. 13-10). Impresia de sonoritate spațială a sunetului este determinată de alegerea corespunzătoare a caracteristicilor de frecvență și de repartiția corectă a puterilor între difuzoarele frontale și cele laterale.

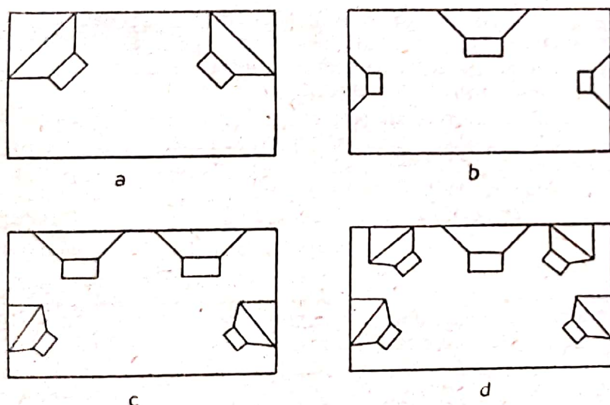


Fig. 13-10. Sisteme 3D cu un număr diferit de difuzoare.

Sistemul de sonorizare spațială 4R se deosebește prin faptul că difuzorul principal, care asigură reproducerea frecvențelor audio inferioare și medii, se montează pe peretele frontal al cutiei, iar difuzoarele suplimentare, pentru frecvențele audio superioare, se montează sub planul superior al cutiei, avînd o membrană orientată în sus. Se pot folosi și difuzoare suplimentare pe pereții laterali. Uniformitatea radiației se realizează nu numai în planul orizontal, ci și în cel vertical. Uneori unul dintre difuzoarele suplimentare se montează pe baza cutiei avînd membrana îndreptată în jos; sunetul este radiat de asemenea în jos, iar apoi se reflectă de la masă sau de la dușumea. Denumirea 4R provine de la cuvîntul german „Raumton", care înseamnă sonorizare spațială.

Sistemul acustic repartizat sau distribuit se deosebește prin faptul că difuzoarele nu sînt concentrate într-o cutie comună ci sînt distribuite în întreaga încăpere. De exemplu, un difuzor pentru frecvențele inferioare este montat într-o cutie într-un colț al camerei, cel pentru frecvențele medii se află într-o altă cutie pe peretele din spate al camerei (față de poziția de audiție), iar difuzoarele pentru frecvențele superioare se află pe cei doi pereți laterali ai camerei.

Sistemul de sonorizare stereofonică dă posibilitatea să se distingă direcția din care vin sunetele, adică creează o perspectivă acustică ca și în cazul ascultării directe a surselor naturale de sunet. Pentru aceasta trebuie folosite cel puțin două canale diferite microfon-amplificator-difuzor, iar microfoanele și difuzoarele trebuie să fie montate într-un anumit fel. Sistemul este deosebit de complicat.

Sistemul de reproducere pseudostereofonică a sunetului creează o imitație a efectului stereofonic folosindu-se o reproducere cu un singur canal. Aceasta se realizează prin împărțirea, în receptor sau în amplificator, a întregii benzi de frecvențe audio în două canale: unul de frecvențe inferioare, iar celălalt de frecvențe superioare și prin întîrzierea artificială a sunetului într-unul din ele, astfel încît să se realizeze un decalaj în timp al sunetelor, perceptibil urechii.

Difuzoare folosite în unele receptoare simple și cu picup

Tipul receptorului simplu sau cu picup	Clasa	Numărul difuzoarelor	Tipul difuzoarelor
„Cristal"	Superioară	7	4ГД-1 (2 buc. F) 4ГД-7 (1 buc. F) ВГД-1 (2 buc. F) 1ГД-9 (1 buc. L)
„Rossia"	Superioară	5	5ГД-10 (2 buc. F) 1ГД-9 (1 buc. F) 1ГД-9 (2 buc. L)
„Lux" „Drujba"	Superioară	4	5ГД-14 (2 buc. F) 1ГД-9 (2 buc. L)
„Octava"	1	4	2ГД-3 (2 buc. F) 1ГД-9 (2 buc. L)
„Baikal" „Doneț" „Muromeț"	2	2	1ГД-5 sau 2ГД-3 (2 buc. F)

F – frontal ; L – lateral.

13-7. DOZE DE REPRODUS DISCURI

In doze, oscilațiile mecanice ale acului de patefon se transformă în oscilații electrice de audiofrecvență care sînt apoi amplificate pînă la valoarea necesară și reproduse cu ajutorul unui difuzor.

In practică se folosesc doze electromagnetice și piezoelectrice.

Doze electromagnetice. Armătura de oțel A, cuplată cu acul, se mișcă în interiorul bobinei B, situată în cîmpul unui magnet permanent M (fig. 13-11). Vibrațiile armăturii provoacă modificarea fluxului magnetic care intersectează bobina și în aceasta din urmă se induce o forță electromotoare proporțională cu amplitudinea oscilațiilor armăturii.

Valoarea medie a forței electromotoare induse (dezvoltată de doză) este de 0,15—0,25 V.

Impedanța internă (cu caracter inductiv) este de 1000—12 000 Ω.

Valoarea rezistenței de sarcină este de 0,2—1 MΩ.

Caracteristica de frecvenţă are o formă satisfăcătoare şi este destul de uniformă.

Presiunea pe disc este mare (60—120 g).

Doze piezoelectrice. Vibraţiile axului *A* provoacă eforturi de torsiune în elementul piezoelectric, compus dintr-o

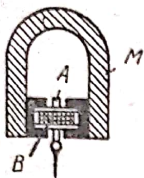


Fig. 13-11. Doză electromagnetică.

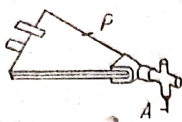


Fig. 13-12. Doză piezoelectrică.

plăcuţă în formă de trapez *P* confecţionată din sare Seignette, fosfat de amoniu sau dintr-un material ceramic piezoelectric (fig. 13-12). Deformaţiile mecanice provoacă apariţia unor sarcini electrice pe feţele elementului piezoelectric. Forţa electromotoare dezvoltată este proporţională cu amplitudinea oscilaţiilor acului.

Valoarea medie a forţei electromotoare este de 0,5—1 V.

Rezistenţa internă are caracter capacitiv.

Rezistenţa de sarcină este de 0,5—2 MΩ.

Caracteristica de frecvenţă este uniform descrescătoare începînd de la 200 Hz; în domeniul frecvenţelor audio superioare caracteristica prezintă un maxim.

Presiunea pe disc este mică (30—70 g).

Caracteristica dozelor de picup sînt date în tabela de la § 14-23.

13-8. MICROFOANE

În microfon, energia sonoră creată de sursele de sunet se transformă în energie electrică. Oscilaţiile electrice de audiofrecvenţă sînt amplificate pînă la valoarea necesară şi folosite apoi pentru diverse scopuri: reproducerea sunetului prin difuzoare, modulaţia oscilaţiilor de înaltă frecvenţă, înregistrări etc.

Microfoanele folosite sînt de mai multe tipuri: dinamice, cu bandă, piezoelectrice, capacitive şi cu cărbune.

Caracteristicile fundamentale ale microfonului sînt: caracteristica de frecvenţă şi sensibilitatea. Sensibilitatea se defineşte în două moduri: 1) — prin tensiunea dezvoltată în rezistenţa de sarcină atunci cînd asupra diafragmei microfonului acţionează o presiune sonoră de 1 bar (în acest caz sensibilitatea se exprimă în mV/bar); 2) — prin nivelul de ieşire, care arată cu cîţi decibeli este mai mică puterea de ieşire dată de microfon, la o presiune sonoră de 1 bar, faţă de valoarea standard 1 mW a puterii. Al doilea mod de definire este mai răspîndit.

Caracteristicile microfoanelor de fabricaţie sovietică sînt indicate în tabela 13-2.

Microfoane dinamice. Bobina *B* este fixată de diafragma *D* a microfonului şi este situată în întrefierul inelar *I* al magnetului permanent *M* (fig. 13-13). Cînd diafragma vibrează sub acţiunea oscilaţiilor sonore, în bobina ale cărei spire intersectează liniile de forţă ale cîmpului magnetic se induce o forţă electromotoare proporţională cu presiunea sonoră.

Proprietăţi. Caracteristica de frecvenţă este suficient de bună; sensibilitatea este redusă; microfonul nu are nevoie de surse de alimentare; poate lucra în limite largi de temperatură şi la umiditate ridicată; nu este sensibil la trepidaţii.

Utilizare — în radiodifuziune la înregistrări de sunet.

Microfoane cu bandă. O bandă uşoară de aluminiu *B* este suspendată între piesele polare *P* ale unui

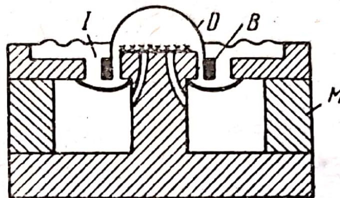


Fig. 13-13. Construcţia microfonului dinamic.

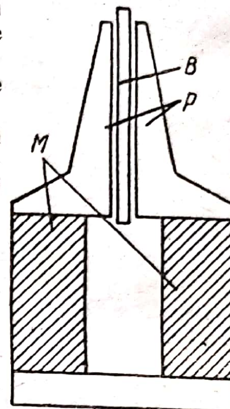


Fig. 13-14. Construcţia microfonului cu bandă.

magnet permanent puternic *M* (fig. 13-14). În ritmul vibraţiilor sonore, banda intersectează liniile de forţă ale cîmpului magnetic şi în ea se induce o forţă electromotoare proporţională cu presiunea sonoră.

Dacă microfonul este astfel construit încît presiunea sonoră acţionează numai pe o parte a benzii, el se numeşte microfon de presiune; dacă însă presiunea sonoră îşi exercită acţiunea asupra ambelor părţi ale benzii, microfonul poartă numele de microfon de viteză.

Combinarea unui microfon de presiune cu unul de viteză permite obţinerea unui microfon combinat cu proprietăţi directive, adică un microfon care este mult mai sensibil la sunetele ce vin dintr-o anumită direcţie. Microfonul combinat se poate realiza şi dintr-un microfon cu bandă — de viteză — şi un microfon dinamic.

Proprietăţi. Microfonul nu are nevoie de surse de alimentare; are o caracteristică de frecvenţă bună; la microfonul de viteză, la distanţe mici de la sursa de sunet, sensibilitatea creşte mult în domeniul frecvenţelor audio inferioare; sensibilitatea generală — redusă.

Utilizare — în radiodifuziune şi pentru înregistrări de sunet. Se recomandă să se folosească numai în încăperi închise pentru a evita acţiunea vîntului asupra benzii.

Microfoane piezoelectrice. Presiunea sonoră care acţionează asupra unui element piezoelectric provoacă în acesta deformaţii mecanice, sub acţiunea cărora apare o diferenţă de potenţial proporţională cu presiunea sonoră pe element. Microfoanele de acest tip se construiesc în două variante: celulare şi cu membrană.

Proprietăţi comune. Construcţie simplă; caracteristică de frecvenţă suficient de bună; foarte sensibil la umiditate şi la variaţii de temperatură. Sensibilitatea şi domeniul de utilizare depind de construcţie.

Tabela 13.2

Caracteristicile microfoanelor de construcție sovietică

Tipul	Construcția	Destinația	Gama frecvențelor de lucru Hz	Neuniformitatea maximă a caracteristicii de frecvență, dB	Nivelul de ieșire, la frecvența de 1000 Hz și presiune sonoră de 1 bar	Rezistența nominală de sarcină, Ω	Dimensiunile, mm	Greutatea, kg
СДМ	Dinamic	Pentru transmiterea emisiunilor de muzică și vorbire din studiori, pentru transmisiuni în afara studiourilor și pentru înregistrări de sunet	50—10 000	12	Cel puțin —70 dB (sau 0,25 mV/bar)	200 și 600	Lungimea 120, diametrul 79	1,95 (4,7 cu suport)
РДМ	Dinamic	Pentru emisiuni vorbite	100— 5 000	12	Idem	200 și 600	Lungimea 92, diametrul 74	1,15
МД-30	Dinamic	Pentru transmisiuni de muzică și vorbire din studiouri, pentru transmisiuni în afara studiourilor și pentru înregistrări de sunet	50—10 000	12	Cel puțin —72 dB	200 și 600	Înălțimea 150, lungimea 163	2,4 (cu suport și cabluri)
МД-35	Dinamic, nedirectiv	Pentru transmisiuni de muzică și vorbire din studiouri	50—10 000	8	Cel puțin —69 dB	250	Lungimea 97, diametrul 50	0,45
МД-37	Idem	Pentru transmisiuni și înregistrări vorbite	60— 8 000	12	Cel puțin —72 dB	250	Lungimea 80, diametrul 40	0,25 (fără cablu, suport și șarnieră)
МД-38	Idem	Pentru transmisiuni de muzică și vorbire de înaltă calitate, din studiouri și din locuri deschise	50—15 000	8	Cel puțin —78 dB	—	Lungimea 40, diametrul 30	0,2 (fără cablu, suport și șarnieră)
МД-41	Idem	Pentru înregistrări de amatori	100— 5 000	25	Cel puțin —72 dB (sau 3 mV/bar)	Cel puțin 5×10^5	Lungimea 85, lățimea 74, înălțimea 74 (cu suport)	0,6 (fără cablu)
МД-42	Idem	Pentru transmisiuni vorbite	100— 5 000	12	Cel puțin —72 dB	250	120×70×50 (cu suport)	0,55 (fără cablu)
МД-44	Dinamic, unidirecțional	Pentru transmisiuni, amplificări și înregistrări de vorbire, în încăperi cu reverberație mare sau cu nivel ridicat de zgomot (este bun ca microfon de reporter)	100— 8 000	12	Cel puțin —78 dB	250	Lungimea 50, diametrul 33	0,2 (cu cablu și fișă)

Tabela 13-2 (continuare)

Tipul	Construcția	Destinația	Gama frecvențelor de lucru Hz	Neuniformitatea maximă a caracteristicii de frecvență, dB	Nivelul de ieșire, la frecvența de 1000 Hz și presiune sonoră de 1 bar	Rezistența nominală de sarcină, Ω	Dimensiunile, mm	Greutatea, kg
МД-46	Dinamic, unidirecțional	Pentru înregistrări, transmisiuni și amplificări de vorbire în încăperi cu reverberație mare sau cu nivel ridicat de zgomat.	100— 5 000	25	Cel puțin —72 dB	250	Lungimea 65, diametrul 50	0,35 (fără cablu)
МД-55	Dinamic, nedirectiv	Pentru transmisiuni și înregistrări de vorbire	60— 8 000	12	Cel puțin —72 dB	250	Lungimea 80, diametrul 60	0,6 (fără cablu)
МД-56	Idem	Pentru radiodifuziune, înregistrări profesionale și pentru amplificarea muzicii și vorbirii	50—12 000	14	Cel puțin —78 dB	—	—	—
МК-3	Capacitiv, de bandă largă	Pentru transmisiuni și înregistrări de înaltă calitate a sunetului în studiouri, săli de concert și teatre	40—15 000	6	Cel puțin —66 dB (sau 1,4 mV/bar)	250	Inălțimea cu furcă 290, diametrul microfonului 50	0,48 (fără cablu și suport)
19A-1	Capacitiv, unidirecțional	Pentru înregistrări de înaltă calitate, de muzică și vorbire	50—10 000	4	0,5 mV/bar	250	Lungimea 130, diametrul 58	0,4
82A-2	Idem	Pentru înregistrări de înaltă calitate a vorbirii pe filme cinematografice	60— 8 000	12	0,3 mV/bar	350	Lungimea 84, diametrul 60, înălțimea (cu șarniera și amortizorul) 165	0,45 (cu șarnieră și amortizor)
МЛ-11Б	Cu bandă, unidirecțional	Pentru transmisiuni complexe și de muzică	70—10 000	12	Cel puțin —75 dB	250	Lungimea 220, diametrul 60	1,55 (fără suport)
МЛ-11М	Idem	Pentru transmisiuni și înregistrări de muzică și vorbire din studiouri, săli de concerte și teatre. De asemenea pentru amplificări de joasă frecvență în încăperi	70—10 000	12	Cel puțin —78 dB	250	Lungimea 280, diametrul 60	1,4 (fără suport)
МЛ-15	Cu bandă, bidirecțional	Pentru transmisiuni muzicale	50—10 000	5	Cel puțin —75 dB	250	54×70×200	1,35 (fără cablu și suport)

1. Microfonul celular (fig. 13-15) este compus din două elemente piezoelectrice P, fixate într-un cadru C confecționat din material izolant și care sînt separate cu ajutorul unei garnituri G din material vîscos (de

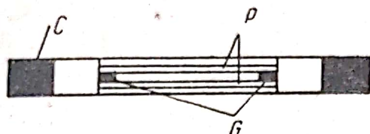


Fig. 13-15. Construcția microfonului cu celulă piezoelectrică.

exemplu viscoloid). Întreaga celulă se acoperă în exterior cu hîrtie subțire. Presiunea sonoră acționează direct asupra elementului piezoelectric.

Sensibilitatea este redusă (de ordinul a 0,1—0,5 mV/bar).

Utilizare — în special pentru măsurări acustice.

2. Microfonul piezoelectric cu membrană (fig. 13-16), este compus dintr-o membrană conică M confecționată din hîrtie sau foiță de aluminiu și

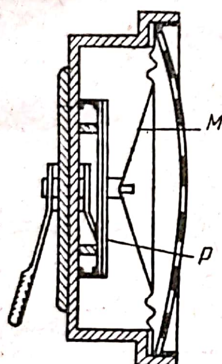


Fig. 13-16. Construcția microfonului cu membrană și cuarț.

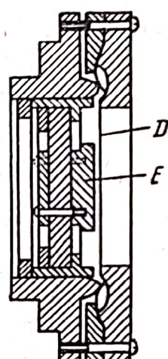


Fig. 13-17. Construcția microfonului capacitiv.

legată rigid cu elementul piezoelectric P. Presiunea sonoră acționind asupra membranei, se transmit vibrații mecanice elementului piezoelectric.

Sensibilitatea este mult mai mare decît la microfoanele celulare (atinge 2,5 mV/bar).

Utilizarea este redusă din cauza funcționării instabile. Pentru sonorizări de înaltă calitate nu se folosește acest tip de microfon

Microfoane capacitive sau cu condensator. Sub acțiunea presiunii sonore, diafragma D vibrează. Această diafragmă constituie una dintre armăturile condensatorului și anume armătura mobilă (fig. 13-17). Cealaltă armătură o formează electrodul masiv fix E. Vibrațiile diafragmei provoacă variații de capacitate ale acestui condensator, iar ca urmare în circuitul compus din microfonul M, bateria B și rezistența de sarcină R (fig. 13-18) se induce o forță electromotoare alternativă. Ca rezultat, pe rezistența R apare o tensiune de audiofrecvență alternativă, proporțională cu presiunea sonoră.

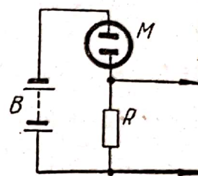


Fig. 13-18.

Proprietăți. Microfonul are o caracteristică de frecvență foarte uniformă; sensibilitatea este redusă; necesită sisteme de alimentare complicate; este posibilă slăbirea diafragmei cu timpul.

Utilizare — în special pentru măsurări acustice.

Microfoane cu cărbune. În ritmul vibrațiilor sonore, care acționează asupra membranei M, este variată forța cu care sînt comprimate granulele de cărbune C, ceea ce produce variația rezistenței interne a microfonului (fig. 13-19). Această variație a rezistenței este folosită pentru comanda energiei bateriei locale B. Astfel, în circuitul microfonului au loc variații de curent electric, proporționale cu presiunea sonoră.

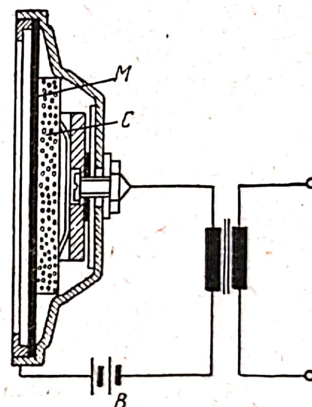


Fig. 13-19. Construcția microfonului cu cărbune.

Proprietăți. Microfonul are o sensibilitate mare, caracteristica de frecvență este foarte neuniformă, distorsiuni neliniare considerabile și un nivel ridicat al zgomotelor proprii.

Utilizare — în telefonia cu fir și pentru emisiunile fonice cu caracter de serviciu. În radiodifuziune nu se folosesc din cauza caracteristicilor, care nu permit realizarea unei reproduceri de înaltă calitate a sunetului.

INREGISTRAREA SUNETULUI

14-1. PRINCIPIUL ÎNREGISTRĂRII MAGNETICE A SUNETULUI

Oscilaţiile sonore care se înregistrează sînt transformate în semnale electrice de microfonul *M* (fig. 14-1). Puterea lor este mărită pînă la nivelul necesar cu ajutorul amplificatorului de înregistrare *AI*. La ieşirea acestuia este legat capul de înregistrare *CI*, compus dintr-un electro-

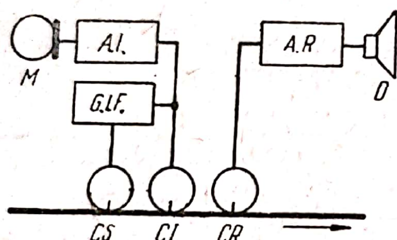


Fig. 14-1. Schema-bloc a instalaţiei pentru înregistrarea magnetică.

magnet al cărui circuit magnetic este întrerupt într-o parte de o garnitură diamagnetică care formează aşa-numita fantă. La această fantă aderă banda purtătoare de sunet, mobilă. Deoarece cîmpul magnetic din dreptul fantei variază în timp după aceeaşi lege ca şi procesul sonor de înregistrat, acesta din urmă se va imprima de-a lungul purtătorului de sunet sub formă de magnetism remanent variabil.

Purtătorul de sunet se confecţionează din material feromagnetic care are proprietatea de a se magnetiza uşor şi de a menţine în bune condiţiuni starea magnetizată. Purtătorul de sunet cel mai răspîndit este aşa-numita bandă magnetică, compusă dintr-un material flexibil pe care se aplică un praf feromagnetic. Urma magnetică invizibilă, lăsată pe purtătorul de sunet în timpul înregistrării, poartă numele de fonogramă magnetică.

Pentru a reproduce cu ajutorul fonogramei magnetice oscilaţiile sonore înregistrate purtătorul de sunet se trece cu aceeaşi viteză ca la înregistrare prin dreptul capului magnetic de redare *CR*, asemănător din punct de vedere constructiv cu cel de înregistrare. Fluxul magnetic produs de diversele porţiuni ale purtătorului de sunet se închide prin miezul capului de redare şi produce în înfăşurarea lui oscilaţii electrice de frecvenţă corespunzătoare cu frecvenţa oscilaţiilor sonore înregistrate. Puterea oscilaţiilor este mărită pînă la nivelul necesar cu ajutorul amplificatorului de redare *AR*; apoi aceste oscilaţii sînt transformate în sunete de un difuzor sau de o cască.

Redarea se poate face atît în timpul înregistrării, cu un oarecare decalaj (întîrziere) determinat de distanţa dintre capul de înregistrare şi cel de redare, cît şi după terminarea înregistrării; redarea se poate repeta de mai multe ori.

Inregistrările nefolositoare pot fi îndepărtate, sau, după cum se mai spune, „şterse" de pe purtătorul de sunet. In acest scop serveşte capul de ştergere *CS* construit în principiu analog celor două capete precedente. Acest cap este alimentat cu curent continuu sau cu un curent de înaltă frecvenţă (40—80 kHz). In primul caz, ştergerea se face prin saturarea magnetică a întregului purtător de sunet, iar în al doilea caz, prin demagnetizarea acestuia.

Sensibilitatea purtătorului de sunet creşte, iar distorsiunile neliniare scad dacă prin înfăşurarea capului de înregistrare circulă, pe lîngă curentul de audiofrecvenţă, şi un curent suplimentar, numit curent de premagnetizare. Se deosebesc două regimuri de înregistrare magnetică: cu curent continuu (CC), în care atît ştergerea cît şi premagnetizarea se fac cu curent continuu, şi cu curent de înaltă frecvenţă (IF), care foloseşte pentru ştergerea şi premagnetizarea unui curent de înaltă frecvenţă.

Schema-bloc reprezentată în fig. 14-1, se referă la cel de-al doilea caz. In această schemă este arătat generatorul de înaltă frecvenţă *GIF* care alimentează capetele de înregistrare şi de ştergere cu curenţi de frecvenţe egale, dar de intensităţi diferite.

Regimul de înregistrare cu curent continuu se foloseşte numai în aparatele pentru înregistrări de vorbire, deoarece se produc distorsiuni de neliniaritate mai mari şi zgomote proprii mai intense ale fonogramei. Acest sistem este întrebuinţat şi pentru înregistrarea frecvenţelor foarte înalte. Inregistrarea cu curent de înaltă frecvenţă se foloseşte în toate aparatele destinate înregistrării de înaltă calitate a sunetului.

Avantajele înregistrării magnetice a sunetului sînt:

1) înregistrare simplă, redare imediată, posibilitatea de a controla calitatea înregistrării chiar în timpul efectuării ei printr-o redare concomitentă;

2) calitate bună a înregistrării (se poate efectua uşor înregistrarea şi redarea sunetelor în gama cuprinsă între 20 şi 20 000 Hz, cu distorsiuni de cel mult 2% şi cu un nivel relativ al zgomotelor fonogramei de aproximativ —65 dB);

3) posibilitatea folosirii repetate a purtătorului de sunet, după ştergerea înregistrărilor vechi;

4) posibilitatea reproducerii repetate a fonogramei, fără diminuarea calităţii.

Aparatele de înregistrare a sunetului care folosesc sistemul magnetic de înregistrare şi bandă acoperită cu pulbere magnetică, ca purtător de sunet, au căpătat denumirea de magnetofoane. Magnetofonul se compune dintr-o parte mecanică de antrenare a benzii şi o parte electronică, ce cuprinde amplificatoarele, generatorul de înaltă frecvenţă, indicatorul de nivel şi instalaţia de alimentare cu energie electrică.

O variantă foarte răspîndită a magnetofoanelor o formează dictafoanele, care sînt aparate destinate special pentru înregistrările de vorbire, în scopul stenografierii lor.

Inregistrarea magnetică se poate folosi nu numai pentru înregistrarea oscilaţiilor sonore, ci şi pentru o gamă de frecvenţe mult mai largă.

14-2. NORME REFERITOARE LA ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ A SUNETULUI

Magnetofoanele pentru înregistrarea şi redarea muzicii şi a vorbirii care folosesc bandă magnetică îngustă (cu lăţimea de 6,25 mm) trebuie să satisfacă o serie de

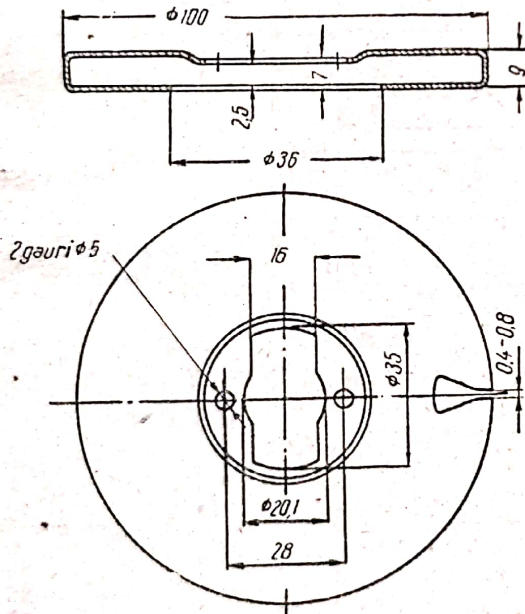


Fig. 14-2. Miezul pentru înfăşurarea benzii magnetice.

condiţii impuse de următoarele standarde de stat: GOST 08088-56 (parametrii fundamentali), GOST 7704-55 (casete pentru înfăşurarea benzii), GOST 7705-55 (miez pentru înfăşurarea benzii).

Magnetofoanele se împart în 5 grupe, în funcţie de viteza de deplasare a benzii. Valorile standard ale vitezelor pentru primele patru grupe se află în progresie geometrică descrescătoare şi anume: viteza maximă este 762 mm/s şi se împarte respectiv cu 2,4 şi 8. Pentru grupa a 5-a se recomandă să se folosească viteze calculate după aceeaşi lege, adică 47,6 mm/s; 23,8 mm/s etc.

La magnetofoanele din prima şi din cea de a doua grupă banda trebuie să se înfăşoare pe miezuri (fig. 14-2) cu partea activă către exteriorul rolei, iar la celelalte grupe de magnetofoane banda trebuie să se înfăşoare pe casete (fig. 14-3), cu suprafaţa activă în interiorul rolei. Miezurile

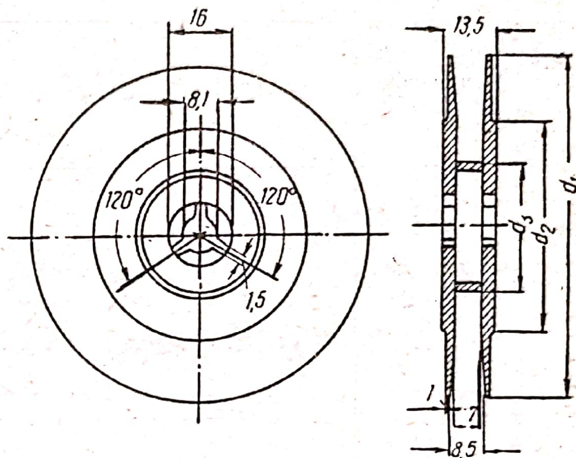


Fig. 14-3. Caseta pentru înfăşurarea benzii magnetice.

se confecţionează din oţel (matriţate) sau din aliaje şi mase plastice prin turnare, iar casetele, din duraluminiu sau din mase plastice.

Sensul de rotaţie a rolei de bandă care se desfăşoară în magnetofon, în timpul înregistrării şi redării, trebuie să fie invers sensului de rotaţie a acelor de ceasornic. Această condiţie este obligatorie pentru magnetofoanele din prima şi a doua grupă şi recomandabilă pentru toate celelalte.

Pentru magnetofoanele din toate grupele se poate folosi procedeul de înregistrare cu o singură pistă sau cu două piste. In al doilea caz, pe bandă, se înregistrează două piste în două sensuri opuse (fig. 14-4). Pista nr. 1 se înregistrează prima. Distanţa dintre marginile pistelor sonore trebuie să fie de cel puţin 0,75 mm. Ştergerea înregistrării

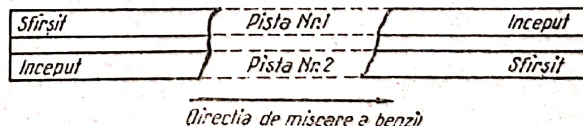


Fig. 14-4. Dispunerea celor două căi de sunet pe bandă (vedere dintr-o parte a benzii, în cazul lucrului la întoarcere).

se face pe o porţiune mai lată a benzii; distanţa dintre marginile pistelor şterse trebuie să fie de cel puţin 0,3 mm.

In practică, la magnetofoanele din prima şi a doua grupă nu se folosesc înregistrările pe două piste.

In tabela 14-1 sînt prezentate caracteristicile calitative principale ale diferitelor grupe de magnetofoane.

Tabela 14-1

Caracteristicile calitative principale ale magnetofoanelor

Parametrul	Grupa de magnetofoane					Observații
	Prima	A doua	A treia	A patra	A cincea	
Viteza de deplasare a benzii, mm/s	762	381	190,5	95,3	Sub 95,3	—
Caracteristica de frecvență a canalului de reprodus, Hz	30—15 000	30—15 000	$f_{min}=50$ $f_{max}=10\,000$	$f_{min}=100$ $f_{max}=6000$	—	Se măsoară folosind tensiunea electrică pe o sarcină echivalentă
Neuniformitatea caracteristicii de frecvență	dB 0 -3 -4; 30 60Hz 10 15kHz		dB +3 0 -4 -7; f_{min}, $2f_{min}$, $4f_{min}$, $0{,}66f_{max}$, f_{max}		—	Caracteristicile de frecvență trebuie să se încadreze în limitele de toleranțe reprezentate alăturat
Neuniformitatea caracteristicii de frecvență a canalului de redare pe benzi de control	dB 0 -3 -5; 30 60Hz 10 15kHz		dB +3 0 -3 -6; f_{min}, $2f_{min}$, $4f_{min}$, $0{,}66f_{max}$, f_{max}		—	Idem
Raportul dintre nivelul zgomotului și nivelul maxim al înregistrării, dB	—60	—60	—35	—35	—	Nivelul maxim de înregistrare se consideră nivelul corespunzător valorii efective a fluxului remanent al benzii de 100 mMx pentru magnetofoanele din a doua, a treia și a patra grupă
Coeficientul de armonici pe frecvența de 400 Hz la nivelul maxim de înregistrare și la puterea (tensiunea) nominală de ieșire, %	3	2	5	5	—	—
Variația maximă a vitezei față de valoarea nominală, %	±0,2	±0,2	±2	±2	—	—

Tabela 14-1 (continuare)

Parametrul	Grupa de magnetofoane					Observații
	Prima	A doua	A treia	A patra	A cincea	
Coeficientul de neuniformitate a vitezei de deplasare a benzii (coeficientul de detonație totală) — valoarea de vîrf max, %	0,2	—	—	—	—	Măsurarea se face prin darea unei benzi de control avînd o înregistrare a frecvenței de 3000 Hz, cu ajutorul unui aparat special (detonometru)

Liniuțele din tabelă arată că pînă în prezent parametrul respectiv nu este normat.

14-3. BENZI DE CONTROL PENTRU VERIFICAREA MAGNETOFOANELOR

Benzile de control (testfilmele) conțin o înregistrare specială și sînt destinate pentru verificarea indicilor calitativi ai magnetofoanelor. Aceste benzi se fabrică cu reperele PT-76, PT-38, PT-19 și PT-9, care înseamnă: testfilm de lucru pentru magnetofoane cu viteza benzii de 76, 38, 19 și respectiv 9,5 cm/s. Fiecare bandă de control se compune din 4 părți.

Prima parte are înregistrată pe ea un semnal cu frecvența de 400 Hz (la banda PT-9 — frecvența este de 200 Hz) cu un nivel nominal de două ori mai mic decît cel maxim. Inregistrarea se folosește pentru reglarea amplificării canalului de redare al magnetofonului. La banda de control PT-76, nivelul nominal corespunde unei valori eficace a fluxului magnetic remanent de 50 (±7%), iar la celelalte benzi, de 80 mMx.

A doua parte a benzii are imprimate semnale cu frecvențele de 30, 60, 125, 250, 400, 1000, 2000, 4000, 6000, 8000, 10 000, 12 000 și 15 000 Hz (la banda de control PT-19 nu există frecvența de 15 000 Hz, iar la banda PT-9 nu există frecvențele de 12 000 și 15 000 Hz). Inregistrarea se face ținîndu-se seama de repartiția normată în prezent a corecțiilor distorsiunilor de frecvență între canalul de înregistrare și canalul de redare (v. p. 297) și se folosește pentru verificarea caracteristicii de frecvență a canalului de redare.

Frecvențele sub 200 Hz sînt înregistrate cu un nivel de aproximativ — 14 dB în raport cu cel nominal. Aceasta corespunde unei valori eficace a fluxului magnetic remanent al benzii de 10 mMx pentru banda PT-76 și 16 mMx pentru celelalte benzi. La frecvențe mai înalte, fluxul remanent este mai mic (fig. 14-5).

A doua parte mai conține de asemenea o înregistrare suplimentară cu frecvențe audio înalte (5000—8000—12 000 Hz), cu ajutorul cărora se reglează poziția fantei capului de redare astfel încît aceasta să fie perpendiculară pe direcția de deplasare a benzii.

A treia parte conține înregistrat un semnal de frecvență 3000 Hz; înregistrarea este realizată cu un magnetofon avînd mecanismul de antrenare a benzii de înaltă precizie pentru a nu provoca neuniformitatea vitezei de deplasare a benzii. Această înregistrare servește pentru determinarea (cu ajutorul unui instrument de măsură special) neuniformității deplasării benzii în magnetofonul care se verifică.

A patra parte este o bandă magnetică tip (pentru viteza respectivă), cu care se verifică indicii calitativi ai intregului canal al magnetofonului.

Cu toate că aceste înregistrări pe benzile de control sînt făcute pe o singură pistă, benzile pot fi folosite și pen-

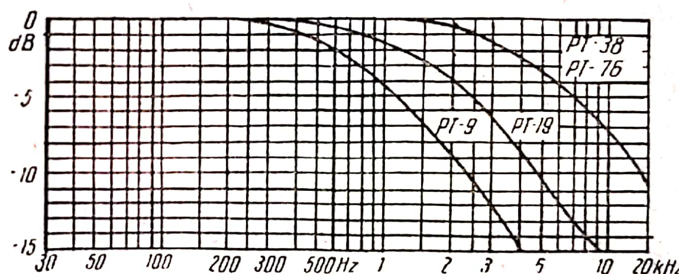


Fig. 14-5. Caracteristica de frecvență a fluxului magnetic la benzile de control PT-76, PT-38, PT-19 și PT-9.

tru verificarea magnetofoanelor cu două piste și chiar multicanal. In acest caz trebuie ținut seama de faptul că pe vitezele de 76 și 38 cm/s se va observa o creștere falsă a nivelului la redarea frecvențelor audio inferioare, care se explică prin influența pe care o exercită asupra capului îngust zonele vecine ale fonogramei late. La o viteză de 76 cm/s, de exemplu, această creștere la frecvența de 30 Hz este de aproximativ +4 dB; la frecvențe de peste 200 Hz nu se observă practic nici o creștere a nivelului.

Unele benzi de control, care au înregistrarea făcută neuniform pe lățimea benzii, nu sînt bune pentru verificarea magnetofoanelor cu capete înguste. Aceste benzi se identifică cu ușurință, prin răsturnarea lor și schimbarea locului casetelor pe care s-a făcut înfășurarea benzii de control. Dacă caracteristicile de frecvență ridicate în ambele cazuri diferă cu mai mult de 1—2 dB, banda de control nu poate fi folosită.

Dacă nu există bandă de control PT-9, reglajul se poate face cu o bandă PT-19 împărțind la 2 toate frecvențele înregistrate pe bandă atunci cînd se trasează caracteristica de frecvență.

14-4. CARACTERISTICA DE FRECVENȚĂ A ÎNREGISTRĂRII MAGNETICE

Caracteristica de frecvență a unui canal de înregistrare-redare necorectat

Această caracteristică exprimă dependența forței electromotoare din capul de redare față de frecvența semnalului la un curent de înregistrare constant.

Ridicarea caracteristicii se face folosind schema arătată în fig. 14-6, în următoarele condiții:

1. Magnetizarea este cuprinsă în limitele de 10—20% din valoarea maximă pentru tipul respectiv de bandă.

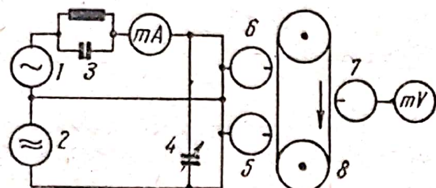


Fig. 14-6. Schema măsurărilor ce se efectuează pentru a ridica caracteristica de frecvență a canalului necorectat:
1 – generator audio; *2* – generator de înaltă frecvență; *3* – circuit de filtrare; *4* – regulator al premagnetizării; *5* – capul de ștergere; *6* – capul de înregistrare; *7* – capul de reproducere; *8* – bandă magnetică în buclă.

2. Premagnetizarea este cea recomandată pentru tipul respectiv de bandă.

3. Fantele capului de înregistrare și a celui de redare sînt așezate perpendicular pe direcția de deplasare a benzii.

4. Numărul de spire din înfășurările capetelor este relativ mic, de aceea se poate considera că nu se produce nici un fenomen de rezonanță în limitele gamei frecvențelor de lucru.

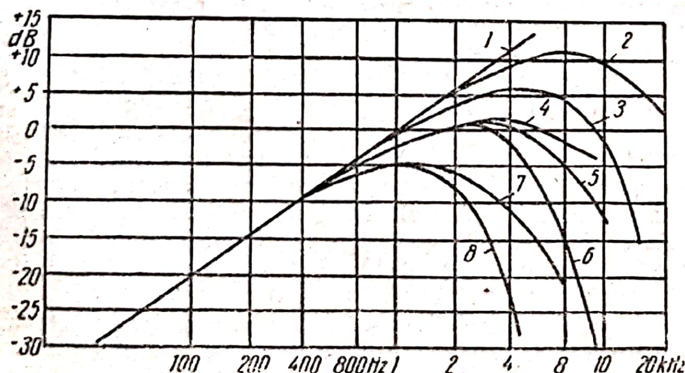


Fig. 14-7. Familia caracteristicilor de frecvență a canalului necorectat:
1 – caracteristica de frecvență ideală, cu pantă de 6 dB pe octavă (prin octavă se înțelege intervalul de frecvențe în raportul 2 : 1); *2* – caracteristica pentru banda de tip 1 la viteza de 762 mm/s și pentru o lărgime a fantei de 20 μ; *3* – aceeași caracteristică, pentru viteza de 381 mm/s; *4* – aceeași caracteristică, pentru banda de tip 2 la viteza de 190,5 mm/s și lărgimea fantei de 10 μ; *5* – idem, pentru banda de tip 1 (glasată); *6* – idem, pentru banda de tip 1 la viteza de 190,5 mm/s și lărgimea fantei de 20 μ; *7* – idem, pentru banda de tip 1 (glasată) la viteza de 95,3 mm/s și lărgimea fantei de 10 μ; *8* – idem, pentru banda de tip 1 și lărgimea fantei de 20 μ.

Forma caracteristicii de frecvență depinde de proprietățile benzii, de viteza de deplasare a acesteia și de lățimea fantelor în capetele de înregistrare și de ștergere. La o viteză foarte mare de deplasare a benzii v și la o lățime l mică a fantelor capetelor, caracteristica se apropie de forma ideală — rectilinie — avînd panta de 6 dB pe octavă.

Caracteristicile reale se abat de la forma ideală cu atît mai mult cu cît este mai mare frecvența f a semnalului, deci cu cît este mai mică lungimea de undă λ a înregistrării (fig. 14-7). Cauzele principale ale acestei abateri sînt următoarele.

1. **Pierderile la înregistrare din cauza demagnetizării benzii.** La curent de înregistrare constant fluxul magnetic remanent al benzii scade pe măsură ce crește λ (fig. 14-8). Analitic, aceasta se poate exprima în modul următor:

$$\Phi = \Phi_0 e^{\frac{-\lambda_1}{\lambda}}$$

unde: Φ este fluxul la lungimi de undă mari;
λ_1 — parametrul fizic al benzii, determinat de proprietățile acesteia și numeric egal cu lungimea de undă la care fluxul din bandă se atenuează de e ori, adică 8,7 dB (pentru banda de tip 1 $\lambda_1 \approx 100$ μ, iar pentru banda de tip 2 $\lambda_1 \approx 60$).

Parametrul λ_1 depinde într-o oarecare măsură și de regimul înregistrării. Astfel, o dată cu creșterea curentului de premagnetizare și a lățimii fantei capului de înregistrare peste valorile recomandate, λ_1 crește.

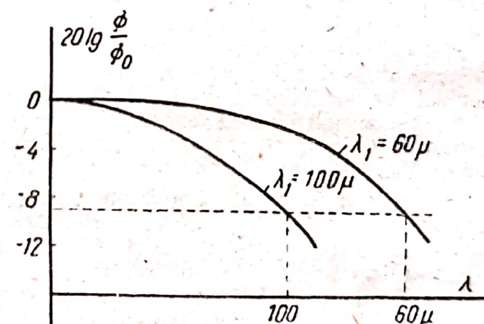


Fig. 14-8. Atenuarea magnetismului remanent pe bandă pe măsura micșorării lungimii de undă a semnalului înregistrat.

2. **Pierderile în fantă la redare.** O dată cu creșterea frecvenței, deci la micșorarea lungimii de undă λ pînă la valori apropiate de lățimea l a fantei capului de redare, fluxul magnetic din miezul capului scade. Pierderile de forță electromotoare produse din această cauză pot fi exprimate aproximativ astfel:

$$\frac{\sin \frac{\pi l}{\lambda}}{\frac{\pi l}{\lambda}}.$$

Acest factor a căpătat denumirea de „funcție de fantă" (fig. 14-9). In această expresie, prin l se înțelege lățimea efectivă a fantei care ține seama de dispersie și de neuniformitatea cîmpului. De obicei, lățimea efectivă este cu 10—20% mai mare decît cea geometrică.

3. **Pierderile în miezurile capetelor.** Aceste pierderi se datoresc atît saturării materialului din care sînt făcute miezurile capetelor, cît și apariției în acestea a unor curenți

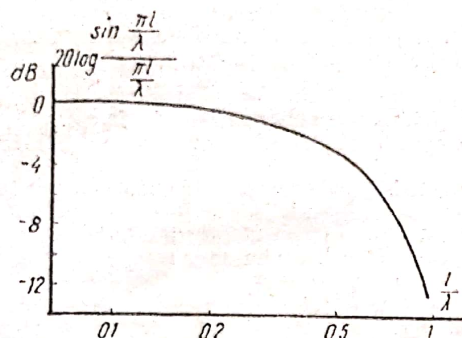


Fig. 14-9. Graficul funcției de fantă.

turbionari. In capetele obișnuite aceste pierderi nu depășesc 2—3 dB în gama frecvențelor audio și cresc la frecvențe mai mari. Pentru reducerea lor miezurile se confecționează din tole subțiri (30—50 μ) din aliaje cu pierderi mici (de exemplu HXC-50), sau se folosesc miezuri de ferită.

4. **Influența neparalelismului fantelor capetelor de înregistrare și redare.** Neparalelismul fantelor capetelor provoacă o scădere și mai accentuată a caracteristicii în domeniul frecvențelor audio superioare. Această scădere este cu atît mai mare cu cît este mai mică viteza de deplasare a benzii și se poate exprima astfel:

$$20\lg\frac{\sin\frac{\pi\alpha d}{\lambda}}{\frac{\pi\alpha d}{\lambda}},$$

unde: α este unghiul de decalaj, rad;
d — lățimea miezului capului, mm;
$\lambda=v/f$ — lungimea de undă a înregistrării (v — viteza de deplasare a benzii, mm/s).
f — frecvența la care se determină scăderea caracteristicii de frecvență, Hz.

Astfel, de exemplu, la viteza de 190,5 mm/s și frecvența de 10 000 Hz un decalaj (neparalelism) doar de 10′ provoacă o atenuare suplimentară de 2 dB.

5. **Pierderile din cauza aderenței imperfecte a benzii la capete.** Existența asperităților benzii și a stratului de aer în spațiul dintre bandă și suprafața capetelor fac ca între acestea aderența să fie imperfectă, spațiul de separare α fiind de ordinul a 1 μ. Scăderea semnalului la ieșirea din capul de redare, datorită acestei neaderențe, este reprezentată în fig. 14-10, în funcție de lungimea de undă λ. Pe lîngă aceasta, iau naștere pierderi și la înregistrare (de aproximativ aceeași valoare).

6. **Distorsiunile suplimentare la frecvențe inferioare.** La unele magnetofoane la vitezele de 762 și 381 mm/s se observă la frecvențe sub 200—250 Hz, o „ondulare" a caracteristicii de frecvență. Aceste distorsiuni se datoresc influenței ecranului din jurul capului de redare și a funcționării capului la lungimi mari de undă ca un cap monopolar.

Pentru reducerea distorsiunilor trebuie să se îndepărteze cît mai mult ecranul și să se mărească dimensiunile polilor capului pe direcția de deplasare a benzii.

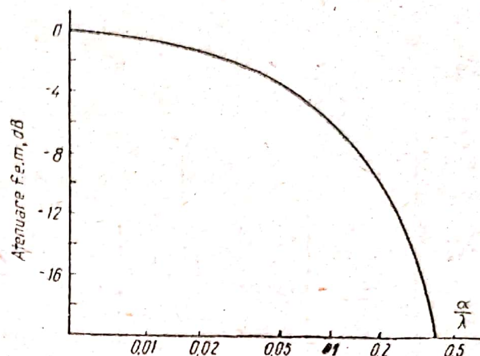


Fig. 14-10. Influența distanței dintre capul de reproducere și bandă asupra f.e.m. a capului: α — distanța de la cap la bandă; λ — lungimea de undă a semnalului înregistrat.

Corecția distorsiunilor de frecvență

Din cauza neuniformității mari a caracteristicii de frecvență a unui canal înregistrare-redare necorectat, în amplificatoarele de magnetofon se recurge adesea la corectarea distorsiunilor de frecvență. Pentru o corecție totală,

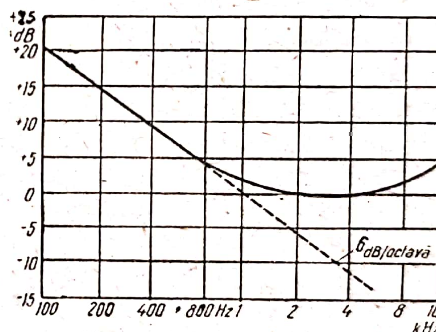


Fig. 14-11. Caracteristica de frecvență sumă a amplificatorului și a reproducerii necesară pentru o corecție deplină la viteza de 190,5 mm/s, a benzii de tip 2 și la lărgimea fantei de 10 μ.

caracteristicile de frecvență ale amplificatoarelor de înregistrare și redare, luate în ansamblu, trebuie să fie inverse caracteristicii de frecvență a unui canal necorectat (fig. 14-11).

Repartiția corecției totale între înregistrare și redare

Pentru a asigura calități cît mai apropiate la redarea unei aceleiași înregistrări cu magnetofoane diferite caracteristicile de frecvență ale amplificatoarelor de redare sînt normate cu strictețe.

In cazul unui cap de redare ideal (cu fantă infinit mică și fără pierderi de energie în materialul miezului), caracteristica amplificatorului de redare trebuie să fie identică cu caracteristica variației impedanței circuitului, compus dintr-o capacitate C și o rezistență R legate în serie;

constanta de timp a acestui circuit ($\tau=CR$) pentru vitezele de 762 şi 381 mm/s trebuie să fie de 35 μs, pentru viteza de 190,5 mm/s — de 100 μs şi pentru viteza de 95,3 mm/s — de 200 μs (tabela 14-2).

Tabela 14-2

Forma relativă a caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului de redare, dB

Viteza de deplasare a benzii, mm/s	Constanta de timp, μs	Frecvenţa, Hz 50	100	500	1000	4000	10 000
762	35	+26	+20	+6	0	−10	−13
381	35	+26	+20	+6	0	−10	−13
190,5	100	+24	+19	+5,5	0	−4	−4
95,3	200	+21	+16	+4	0	−2	−2

Acest procedeu de stabilire a caracteristicii de frecvenţă permite calculul formei acesteia în orice gamă, folosind formula:

$$Z=\sqrt{\tau^2+25\cdot10^9\frac{1}{f^2}},$$

unde τ este constanta de timp a circuitului echivalent, μs.

După substituirea în formulă a unei serii de valori pentru f şi calculul valorilor corespunzătoare pentru Z, se determină raportul dintre acestea şi valoarea lui Z la frecvenţa de 1000 Hz

$$20\lg\frac{Z}{Z_{1000}}.$$

Deoarece capetele de redare folosite în mod practic se deosebesc de un cap ideal prin pierderile la frecvenţe înalte, la caracteristicile de frecvenţă calculate se vor adăuga 3—5 dB în porţiunea superioară a gamei. Valoarea exactă a corecţiei suplimentare depinde de viteza benzii şi de calitatea capetelor şi se determină experimental.

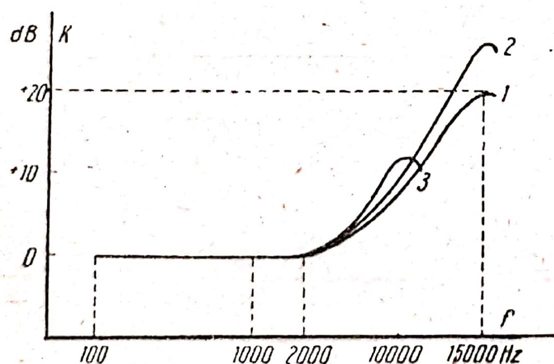


Fig. 14-12. Familia caracteristicilor de frecvenţă a amplificatorului de înregistrare:

1 — viteza de 762 mm/s, banda de tip 1, fanta de lucru 20 μ; *2* — viteza 381 mm/s, banda de tip 2, fanta de lucru 10 μ; *3* — viteza de 190,5 mm/s, banda de tip 2, fanta de lucru 7 μ.

Scăzînd caracteristica de frecvenţă a amplificatorului de redare din caracteristica totală a corecţiei, se determină caracteristica de frecvenţă a amplificatorului de înregistrare. Începînd de la frecvenţe de 2—3 kHz, această caracteristică are o creştere spre frecvenţele superioare. Pentru a evita depăşirea nivelului maxim înregistrat admis pe frecvenţa la care caracteristica este maximă, creşterea nu trebuie să fie mai mare de +10 dB la frecvenţa de 10 kHz şi de +25 dB la frecvenţa de 15 kHz.

În fig. 14-12 sînt prezentate caracteristicile amplificatorului de înregistrare pentru cîteva cazuri practice.

Ridicarea caracteristicilor de frecvenţă ale amplificatoarelor de înregistrare şi de redare

Caracteristica de frecvenţă a amplificatorului de înregistrare reprezintă variaţia curentului din capul de înregistrare în funcţie de frecvenţă pentru o forţă electromotoare constantă a sursei semnalului de intrare.

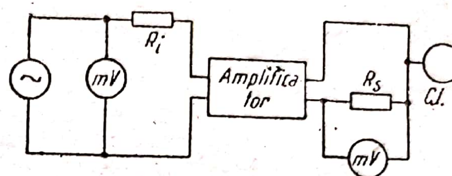


Fig. 14-13. Schema utilizată pentru ridicarea caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului de înregistrare. Rezistenţa R_i — echivalentul rezistenţei interne a sursei de semnal care se conectează la intrarea amplificatorului (microfon, doză de citit discuri etc.).

În loc să se determine direct intensitatea curentului, este mai uşor să se măsoare căderea de tensiune pe o rezistenţă de valoare mică $R_s=10\ldots20\ \Omega$ conectată în serie cu capul de înregistrare *CÎ* (fig. 14-13). Intensitatea curentului (la frecvenţe medii) trebuie să fie în limitele de 10—20% din valoarea care asigură magnetizarea maximă a benzii.

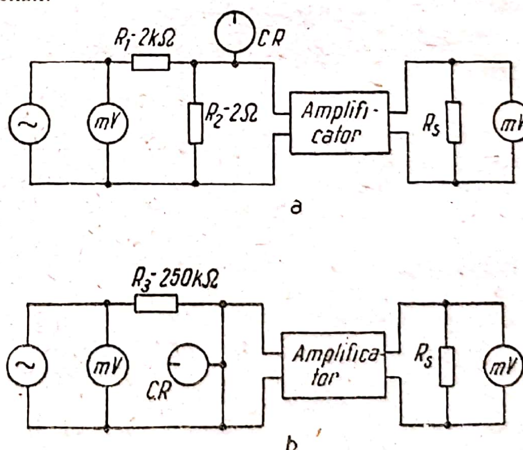


Fig. 14-14. Schema utilizată pentru ridicarea caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului de reproducere cu cap cu impendanţă mică (*a*) şi cu cap cu impedanţă mare (*b*). Rezistenţele R_1, R_2 şi R_3 trebuie conectate direct în locul unde se aşază capul pe panoul mecanismului de antrenare a benzii, ridicînd în prealabil ecranul de pe cap. La caracteristica obţinută în cazul schemei *b*, trebuie adăugată caracteristica care are o creştere de 6 dB pe octavă în domeniul frecvenţelor joase.

Caracteristica de frecvenţă a amplificatorului de redare reprezintă variaţia tensiunii de ieşire în funcţie de frecvenţă atunci cînd forţa electromotoare din circuitul ca-

pului de redare *CR* rămîne constantă. La ridicarea caracteristicii de frecvență se folosește una din schemele reprezentate în fig. 14-14. Tensiunea de intrare se alege astfel încît la frecvențe medii tensiunea la ieșirea amplificatorului să fie de aproximativ 5% din cea maximă.

14-5. CAPETE MAGNETICE

În funcție de destinația lor, capetele magnetice se împart în capete de redare, de înregistrare, de ștergere și universale. Diferența dintre ele, din punct de vedere constructiv, constă de obicei în lățimea fantei active (din față) și a fantei din spate.

Capetele cu un număr mare de spire în înfășurare poartă numele de capete cu impedanță mare, iar cele cu un număr mic de spire, capete cu impedanță mică. Avantajul capetelor de redare cu impedanță mare constă în forța electromotoare mare și posibilitatea de a lega capul direct la grila tubului primului etaj al amplificatorului. Spre deosebire de acestea, capetele de redare cu impedanța mică trebuie conectate prin intermediul unui transformator. Avantajul capetelor cu impedanță mică constă în posibilitatea de a le monta la o distanță de 3—5 m de amplificator; de asemenea ele au o sensibilitate foarte scăzută la microfonie. Alegerea capului de ștergere (cu impedanță mare sau mică) este dictată de condițiile impuse de adaptarea capului la generator.

În tabela 14-3 sînt prezentate caracteristicile capetelor magnetice mai frecvent utilizate.

Miezurile capetelor magnetice se confecționează din tole cu grosimea de 0,08—0,25 mm, din tablă de permalloy sau din alte aliaje cu permeabilitate mare. Forma tolelor este arătată în fig. 14-15. Tolele se lipesc între ele cu clei БФ-4 formîndu-se pachete de grosimea necesară. Pentru înregistrarea pe o singură pistă grosimea pachetului este de obicei de 5—7 mm, iar pentru înregistrarea pe două piste, de 2—2,5 mm. Capetele pachetelor de tole se șlefuiesc cu o piatră de polizat fină; între pachetele de tole se introduce o garnitură nemagnetică (de cele mai multe ori de bronz) cu grosimea necesară, iar apoi pachetele se string între două plăci.

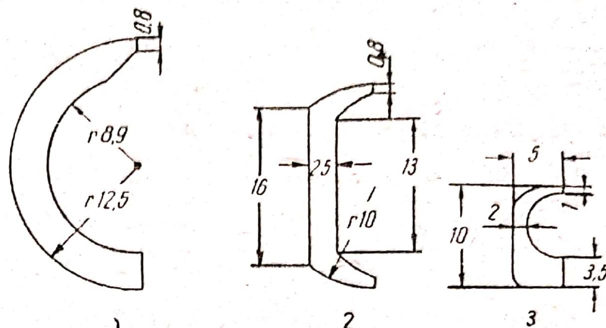


Fig. 14-15. Trei dintre formele cele mai frecvente de tole pentru capete magnetice.

Capul cu miez constituit din tole de forma 1 are două bobine pe carcase demontabile, iar capul construit din tole de forma 3 are o singură bobină. La capul constituit din tole de forma 2 sîrma se bobinează direct pe fiecare din cele două jumătăți ale miezului.

Pentru amatori prezintă un interes deosebit capul de construcție simplă care are miezul compus din două tole de permalloy (fig. 14-16). Deoarece fanta activă a acestui cap se formează între suprafețele laterale ale tolelor, ele trebuie așezate perpendicular pe direcția de deplasare a benzii.

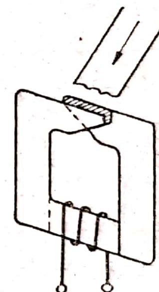


Fig. 14-16. Miez simplu (din punct de vedere al construcției) pentru capete magnetice.

Tabela 14-3

Caracteristicile capetelor magnetice cu miezul din tole de forma 1, pentru înregistrarea pe o singură pistă

Capul	Lățimea fantei active μ	Lățimea fantei din spate μ	Inductanța, mH	Numărul de spire ***)	F. e. m. *) mV	Curentul de înregistrare **), mA	Tensiunea de ștergere (la frecvența de 50 kHz) V	Tensiunea optimă de premagnetizare (pentru banda de tip 2, la frecvența de 50 kHz), V
De redare cu impedanță mică	10— 20	0	60—80	2×300	0,6—1	—	—	—
De redare cu impedanță mare	10— 20	0	1000—2000	2×1500	3—5	—	—	—
De ștergere cu impedanță mică	250—350	0	2—2,5	2×75	—	—	65—75	—
De ștergere cu impedanță mare	250—350	0	7—9	2×150	—	—	100—130	—
De înregistrare cu impedanță mare	10— 20	250—350	7—9	2×150	—	1,5	—	20
Universal	10— 20	150—200	500—600	2×1000	1,5	0,3	—	120

*) La frecvența de 1000 Hz, la o premagnetizare a benzii de 50 mMx.
**) Care asigură la frecvența de 1000 Hz un flux remanent de 50 mMx pentru banda de tipul 1 și de 80 mMx pentru banda de tipul 2.
***) Bobinele sînt legate în serie.

14-6. BANDA MAGNETICĂ

In Uniunea Sovietică se fabrică benzi magnetice de tipurile 1, 2 şi 6. Banda de tipul 1 este destinată pentru înregistrări cu viteza de 762 mm/s, banda de tipul 2 — pentru înregistrări cu vitezele de 381 şi 190,5 mm/s, iar banda de tipul 6 — pentru înregistrări cu viteze mici. Se fabrică atît benzi înguste (cu lăţimea de 6,25 mm), cît şi benzi late (35 şi 17,5 mm) cu perforaţii (aceste benzi se folosesc în special la filmele cinematografice sonore pentru înregistrarea sincronă a sunetului). Banda îngustă se prezintă în role de cîte 1000 m, bobinate pe miezuri, precum şi în role bobinate pe casete, cu diferite lungimi ale benzii (v. tabela 14-4).

Tabela 14-4

Lungimea benzii bobinate pe casete standard

Numărul casetei	Lungimea benzii cu grosimea de 55 μ, m	Numărul casetei	Lungimea benzii cu grosimea de 55 μ, m
7,5	50	18	350
10	100	22	500
13	200	25	700
15	250		

Banda bobinată pe role se fabrică în special pentru magnetofoanele de larg consum, iar banda pe miezuri se foloseşte la magnetofoanele profesionale. Ambele tipuri de bandă se ambalează în cutii de carton. Pe suprafaţa inactivă (lucioasă) a benzii sînt imprimate la anumite intervale următoarele date: numărul fabricii producătoare, tipul benzii şi un număr de şase cifre (de exemplu 560317), din care primele două (56) reprezintă anul fabricaţiei, iar celelalte numărul şarjei (0317). Toate benzile avînd acelaşi număr de şarjă pot fi considerate practic identice din punctul de vedere al indicilor calitativi. In afară de benzile descrise mai sus se mai fabrică benzi neperforate cu lăţimea de 12,5; 18,75; 25,4; 50 şi 70 mm.

Caracteristicile benzilor înguste de tipurile 1, 2 şi 6

Ca material pentru bandă se foloseşte acetilceluloza; banda este neinflamabilă. Grosimea totală a benzii este de 50—60 μ; grosimea stratului activ este de aproximativ 10 μ; lăţimea benzii este de 6,25±0,05 mm. Efortul la rupere (mediu) este de 2,5 kg. Alungirea remanentă la întinderea cu 1 kg este de maximum 1,5%. Intinderea recomandabilă a benzii la înregistrare şi redare este de 50—250 g, iar în momentul pornirii şi opririi, de maximum 800 g. Caracteristicile electroacustice ale benzilor sînt indicate în tabela 14-5.

Caracteristica de frecvenţă a benzilor de tip 2 şi 6 este mai bună decît a benzii de tip 1. Îmbunătăţirea este cu atît mai mare cu cît este mai mică viteza de lucru a benzii. La viteza de 190,5 mm/s, la frecvenţa de 10 000 Hz şi în condiţii identice de lucru, banda de tip 2 asigură un semnal cu 10 dB mai mare, iar banda de tip 6, cu 17 dB mai mare faţă de banda de tip 1.

Nivelul relativ de zgomot al benzii depinde în mare măsură de simetria formei cîmpului de premagnetizare. Această influenţă este deosebit de mare, în cazul benzii de tip 2. De aceea, pentru această bandă este mai bine să se folosească generatoare de înaltă frecvenţă în contratimp.

Raportul dintre nivelul de zgomot şi nivelul maxim admisibil de înregistrare al benzii complet demagnetizate este aproximativ identic la toate tipurile de bandă şi au valoarea la ieşirea magnetofonului de 65—68 dB — la viteze de 762—381 mm/s şi de aproximativ 60 dB la viteza de 190,5 mm/s (creşterea zgomotului se explică printr-o amplificare mai mare a frecvenţelor înalte în amplificatorul de redare, la această viteză).

Tabela 14-5

Caracteristicile electroacustice ale benzilor

Parametrul	Banda		
	Tip 1	Tip 2	Tip 6
Sensibilitatea relativă la frecvenţa de 400 Hz *), dB	0	+3	+9
Valoarea efectivă maxim admisă a fluxului magnetic remanent al benzii (nivelul maxim de înregistrare), mMx	100	160	160
Coeficientul armonicii a treia, la nivel maxim de înregistrare, %	4	2	1,5
Nivelul relativ al semnalului datorit efectului de copiere (ecou) după o copiere de 10 minute, dB	−47	−50	−51
Tensiunea (curentul) de premagnetizare corespunzătoare sensibilităţii maxime a benzii la frecvenţe medii	U (I) **)	$2U$ ($2I$)	$1,8U$ ($1,8I$)

*) La o premagnetizare aleasă pentru sensibilitatea maximă.

**) Depinde de caracteristicile capului de înregistrare.

Alegerea premagnetizării

Premagnetizarea optimă (corespunzătoare sensibilităţii maxime a benzii) este de două ori mai mare pentru banda de tip 2 decît pentru banda de tip 1. Dar şi pentru banda de tip 1 premagnetizarea se alege adesea ca şi pentru banda de tip 2. Folosind banda de tip 1, cu premagnetizare de două ori mai mare, se reduc considerabil zgomotele (în special cele de modulaţie), cu toate că apar unele distorsiuni neliniare şi se înrăutăţeşte reproducerea frecvenţelor audio înalte.

Pentru reglarea premagnetizării, în cazul dublării acesteia la banda de tip 1, se procedează astfel: în timpul înregistrării de probă sau în timpul măsurărilor se determină mai întîi regimul de lucru corespunzător semnalului maxim dat de bandă la frecvenţe medii, iar apoi se măsoară cu un voltmetru tensiunea de premagnetizare din capul de înregistrare şi după aceea se dublează această tensiune cu ajutorul regulatorului de premagnetizare. Pentru reducerea zgomotelor, premagnetizarea benzilor de tip 2 şi 6 se ia de asemenea cu 30—50% mai mare decît cea optimă.

La viteze mici de deplasare a benzii este bine să se lucreze cu o premagnetizare ceva mai mică decît cea optimă

pentru îmbunătăţirea caracteristicii de frecvenţă. Pentru aceasta se alege premagnetizarea care asigură un semnal maxim dat într-o bandă de frecvenţe mai înalte (3—4 kHz). Este periculos să se reducă mai mult premagnetizarea, deoarece aceasta duce la creşterea distorsiunilor neliniare.

Proprietăţile magnetice ale benzilor

Stratul activ de pe bandă conţine particule de oxid de fier magnetic — la benzile de tip 1 şi 6 şi ferită de cobalt — la benzile de tip 2.

Inducţia remanentă maximă: B_r=400 Gs la banda de tip 1, 600 Gs la banda de tip 2 şi 1000 Gs la banda de tip 6.

Forţa coercitivă: H_c=100 Oe la banda de tip 1, 200 Oe la banda de tip 2 şi 240 Oe la banda de tip 6.

Benzile de fabricaţie sovietică de tip 1 şi 2 corespund benzilor de fabricaţie străină (R.D.G.) de tip C şi CH.

Acţiunea abrazivă a benzilor

Suprafaţa stratului activ al benzilor este aspră şi datorită durităţii mari a materialelor magnetice care o compun are o acţiune abrazivă (de şlefuire) puternică asupra capetelor şi asupra celorlalte piese ale magnetofonului, provocînd uzura lor.

Acţiunea abrazivă poate fi redusă considerabil dacă stratul activ se lustruieşte în prealabil.

Este indicat ca lustruirea benzii să se facă cu un cuţit lat de safir, la o viteză de deplasare a benzii pînă la 1 m/s şi o întindere de cel mult 300 g. Banda se poate lustrui de asemenea şi cu ajutorul unor perii metalice de formă cilindrică care se învîrtesc cu viteză mare, sau chiar cu ea însăşi, prin frecarea straturilor active între ele pe diferite porţiuni (fig. 14-17).

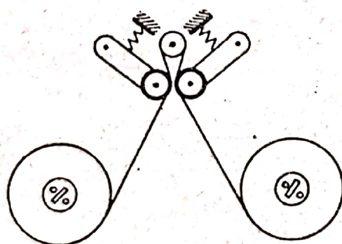


Fig. 14-17. Dispozitiv pentru lustruirea suprafeţei active a benzii.

Lustruirea îmbunătăţeşte caracteristica de frecvenţă, avantajînd aderenţa benzii pe suprafaţa capetelor magnetice. Lustruirea este recomandată în cazul vitezelor mici de redare (9,53 mm/s sau mai mici).

Lipirea benzii

Pentru lipirea benzilor rupte sau pentru realizarea unui fonomontaj se foloseşte un clei special compus din acid acetic (23,5 cm³), acetonă (63,5 cm³) şi acetat de butil (13 cm³).

Pentru lipire, capetele benzilor trebuie tăiate cu o foarfecă, unse cu clei, suprapuse şi strînse puţin între degete (fig. 14-18). Foarfeca folosită trebuie demagnetizată pentru ca în timpul redării, cînd lipitura trece prin faţa capului, să nu se audă pocnituri. Lipitura produce un zgomot şi mai mic dacă capetele benzii sînt tăiate oblic (de exemplu la un unghi de 45°). Lipirea capetelor de bandă se poate

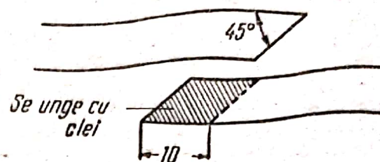


Fig. 14-18. Lipirea benzii.

face de asemenea şi cu bandă gumată specială sau cu leucoplast medical, aplicînd o fişie subţire din aceste materiale pe suprafaţa inactivă (pe spate) şi aşezînd cele două bucăţi ale benzii cap la cap.

Păstrarea benzilor

Benzile se păstrează în încăperi cu temperatura cuprinsă între 10 şi 20 °C la o umiditate relativă a aerului de 60%. Este deosebit de periculoasă expunerea benzilor timp îndelungat acţiunii unor temperaturi înalte, peste 30 °C, şi de aceea se interzice păstrarea benzilor lîngă aparatele de încălzit sau la soare. Din cauza temperaturii ridicate, baza benzii se usucă, devine fragilă şi se rupe. O bandă uscată se poate recondiţiona într-o oarecare măsură udînd cu apă părţile laterale ale rolei cu 10—15 min înainte de folosire.

Se interzice păstrarea benzii în încăperi umede, pentru a evita ondularea ei. Benzile imprimate trebuie ferite de cîmpuri magnetice puternice (transformatoare de mare putere, electromotoare etc.). Se interzice, de exemplu, punerea benzii pe microfoane dinamice sau pe difuzoare.

Banda bobinată pe miezuri trebuie să aibă suprafeţele laterale netede, adică spirele benzii să se aşeze în acelaşi plan, pentru a evita îndoirea şi ruperea spirelor care ies în afară.

Banda de racord

La începutul şi la sfîrşitul benzilor înregistrate se lipeşte cîte o bucată de bandă specială, colorată, numită bandă de racord. Această bandă se confecţionează din acelaşi material cu baza benzii magnetice, dar spre deosebire de aceasta este mai groasă şi mai rezistentă.

Banda de racord apără capetele benzii magnetice înregistrate, evitînd ruperea lor la pornirea mecanismului de antrenare a benzii, cînd în mod inevitabil apar şocuri mecanice. Banda de racord permite de asemenea ca magnetofonul să atingă viteza nominală de funcţionare în momentul cînd începutul benzii magnetice ajunge în dreptul capului. Pe banda de racord se înscrie denumirea înregistrării.

Diferitele culori ale benzii de racord servesc pentru marcarea începutului şi sfîrşitului înregistrării, precum şi pentru marcarea convenţională a vitezei la care s-a făcut înregistrarea.

14-7. ALTE TIPURI DE PURTĂTOARE DE SUNET PENTRU ÎNREGISTRĂRILE MAGNETICE

În afară de banda magnetică se mai folosesc ca purtătoare de sunet la înregistrările magnetice: sîrmă, discuri, foi, manşete şi tamburi.

Sîrma cu diametrul de 30—80 μ se confecţionează din oţeluri speciale sau se acoperă cu un aliaj de nichel şi cobalt. Avantajul sîrmei — ca purtător de înregistrări magnetice — îl constituie rezistenţa ei mecanică, ridicată, rezistenţa la acţiunea agenţilor climatici şi volumul mic raportat la o oră de înregistrare. Indicii calitativi ai înregistrării pe sîrmă sînt de obicei inferiori celor obţinuţi cu banda magnetică. Pentru înregistrare şi redare se folosesc capete de construcţie specială. Realizarea fonomontajelor cu ajutorul sîrmei este practic imposibilă. Sîrma se foloseşte în special la magnetofoanele de dimensiuni mici pentru scopuri de serviciu şi la dictafoane.

Discurile se confecţionează din mase plastice amestecate cu praf feromagnetic. Suprafaţa utilă a discului are un şanţ spiral (ca la discurile de patefon) care permite să se realizeze cu uşurinţă deplasarea radială a unui cap magnetic punctiform, care înregistrează pe baza şanţului. Avantajele purtătorului magnetic în formă de disc sînt: mecanism de acţionare simplu, exploatare uşoară (de exemplu nu este nevoie să se rebobineze purtătorul), rezistenţă mecanică mare. Ca dezavantaje se enumeră: înregistrări de calitate inferioară care satisfac doar vorbirea, timp de înregistrare mic (pînă la 10 min). Discurile se folosesc la dictafoane.

Foaia magnetică este analogă din punct de vedere constructiv cu banda magnetică; ea are dimensiunile unei file obişnuite de hîrtie de scris. Înregistrarea pe foaie se face pe rînduri dispuse perpendicular pe direcţia de deplasare. Un sistem de capete care se mişcă pe o anumită direcţie sau pe direcţii variabile asigură continuitatea înregistrării. Pentru deplasarea foii, pe marginile acesteia se fac uneori perforaţii. Avantajul înregistrării pe foi îl constituie uşurinţa păstrării şi a expedierii acestora prin poştă. Dezavantajul înregistrării pe foi îl constituie durata redusă de înregistrare şi calitatea inferioară a înregistrării.

Acest gen de înregistrare se foloseşte la dictafoane.

Manşeta este formată dintr-o foaie legată în inel. Înregistrarea se face pe suprafaţă sub formă de pistă continua. Pentru aceasta, în timpul rotirii manşetei, la fiecare rotaţie completă capul magnetic se deplasează automat cu o distanţă egală cu pasul înregistrării. În comparaţie cu foaia, manşeta permite un timp mai mare de înregistrare şi necesită un mecanism de antrenare mai simplu. Manşeta însă se păstrează şi se expediază mai greu. La îmbinările manşetei înregistrarea se deformează, însă distorsiunile sînt suficient de mici pentru a permite înregistrarea vorbirii în condiţiuni satisfăcătoare. Manşetele se folosesc în special la dictafoane.

Tamburul se confecţionează din material nemagnetic, iar pe suprafaţa lui se aplică un praf feromagnetic. Tamburul se foloseşte pentru înregistrări de scurtă durată pe mai multe piste sau pentru înregistrări care trebuie păstrate puţin timp (de exemplu în liniile de întîrziere ale dispozitivelor de memorizat). Pentru a evita ştergerea (îndepărtarea) materialului magnetic capetele sînt distanţate cu un spaţiu de 10—50 μ faţă de tambur. Mărimea acestui spaţiu este limitată de excentricitatea inevitabilă a tamburului şi de modulaţia de amplitudine a semnalului înregistrat. Pentru a compensa înrăutăţirea caracteristicii de frecvenţă, datorită existenţei spaţiului între cap şi purtător, se foloseşte o viteză liniară mare pe suprafaţa tamburului, pînă la 100 m/s. În unele cazuri, suprafaţa tamburului se acoperă cu cauciuc special care are în compoziţia sa praf feromagnetic. Înregistrarea pe cauciucul magnetic se face fără interstiţiu (prin contact).

14-8. SCHEMELE ELECTRICE ALE MAGNETOFOANELOR

Partea de joasă şi de înaltă frecvenţă a magnetofonului se realizează de cele mai multe ori după una din următoarele patru scheme.

Schema 1 (fig. 14-19) este cea mai complicată, dar este şi cea mai bună, deoarece permite efectuarea controlului înregistrării, redarea fiind concomitentă cu operaţia de înregistrare. Această schemă se compune dintr-un amplificator separat de înregistrare *AI*, un amplificator separat de redare *AR* şi un amplificator sau un singur etaj amplificator final *AF*.

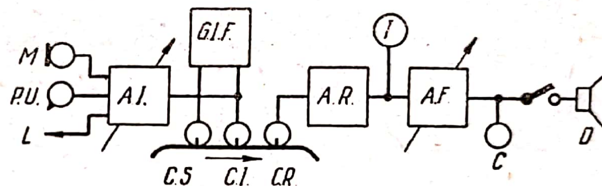


Fig. 14-19. Schema 1.

Amplificatorul de înregistrare are trei intrări pentru: microfon (*M*), linie de radioficare (*L*) cu o tensiune de aproximativ 3—7 V (de la reţeaua de radioficare sau de la receptor) şi picup (*PU*). Conectarea acestor trei surse posibile se face fie printr-un simplu divizor montat la intrarea amplificatorului, fie prin legarea surselor la diferitele etaje ale amplificatorului. Amplificarea se poate varia continuu cu ajutorul reglajului de nivel al înregistrării.

Generatorul de înaltă frecvenţă *GIF* serveşte pentru ştergerea şi pentru premagnetizarea benzii. Indicatorul de nivel *I* este legat la ieşirea amplificatorului de redare şi de aceea reglajul volumului efectuat cu ajutorul potenţiometrului de la intrarea etajului final nu influenţează indicaţiile acestuia.

La înregistrarea cu microfonul aşezat aproape de magnetofon, difuzorul *D* se deconectează pentru evitarea microfoniei, iar controlul auditiv se face cu ajutorul căştii *C*.

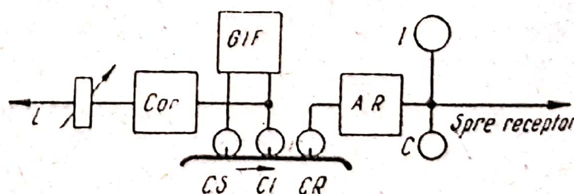


Fig. 14-20. Schema 2.

Schema 2 (fig. 14-20) este mai simplă şi este concepută pentru magnetofoanele-adaptor care lucrează împreună cu un receptor.

Inregistrarea se poate face de la rețeaua de radioficare sau de la ieșirea receptorului (înregistrarea cu microfonul nu este posibilă), de unde semnalul trece spre capul de înregistrare prin circuitul de corecție a frecvenței *Cor*. Amplificatorul de redare *AR* servește pentru preamplificarea semnalului cules de capul de redare de pe bandă și pentru corecția acestuia. De la ieșirea amplificatorului, semnalul se aplică la bornele de picup ale receptorului.

Schema 3 (fig. 14-21) este o variantă a schemei precedente. Aici, în locul celor două capete, unul de înregistrare și altul de redare, se folosește un singur cap universal *CU*. Pentru înregistrare acest cap se conectează la ieșirea circuitului de corecție *Cor*, iar pentru redare, la intrarea amplificatorului *AR*.

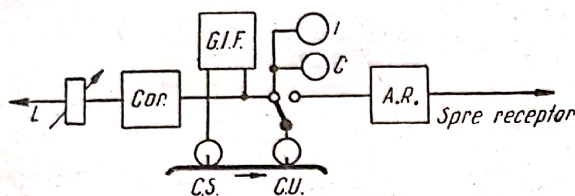


Fig. 14-21. Schema 3.

Schema 4 (fig. 14-22) se întîlnește de cele mai multe ori la magnetofoanele obișnuite, de folosință generală. Amplificatorul universal *AU*, comun, are o sensibilitate suficientă pentru redare și o putere de ieșire suficientă pentru a lucra cu un difuzor.

La trecerea de la redare (*R*) la înregistrare (*I*), se fac comutările necesare la intrarea și ieșirea amplificatorului și la circuitele de corecție pentru modificarea caracteristicii de frecvență și se pune în funcțiune generatorul de înaltă frecvență *GIF*.

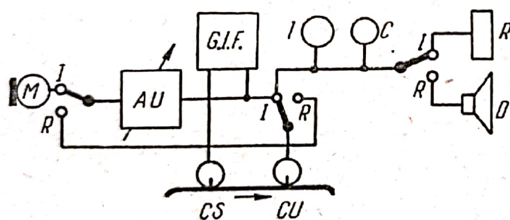


Fig. 14-22. Schema 4.

Uneori se folosește o variantă a acestei scheme în care tubul de ieșire funcționează o dată ca amplificator final (la redare) și o dată ca generator de înaltă frecvență (la înregistrare). Astfel se realizează o oarecare economie în ceea ce privește alimentarea, în comparație cu schemele care au un tub separat folosit ca generator de înaltă frecvență; se reduc de asemenea numărul de tuburi și dimensiunile magnetofonului.

Schema generatorului de înaltă frecvență

Generatorul (80 kHz) pentru ștergerea și premagnetizarea benzii este echipat cu o dublă triodă (6Н1П sau 6H8C). Bobina circuitului oscilant este făcută pe o carcasă cu patru secțiuni, confecționată din textolit sau din carton electrotehnic și introdusă într-un miez de ferocart СБ-4а (fig. 14-23).

Atunci cînd sarcina este un cap de ștergere de impedanță mare, generatorul dezvoltă o tensiune de aproximativ 150 V. Tensiunea de premagnetizare se culege de

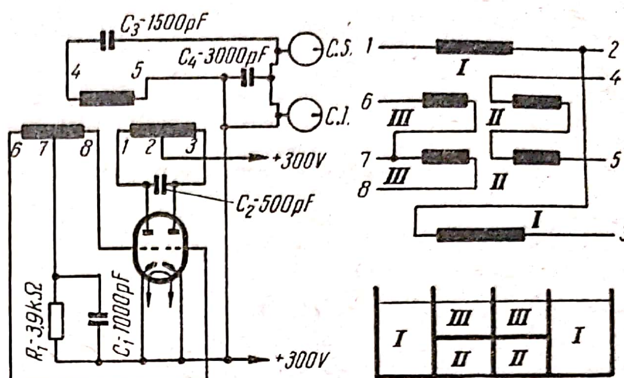


Fig. 14-23. Schema unui generator de înaltă frecvență: așezarea înfășurărilor bobinei și schema conectării înfășurărilor. Înfășurarea *I* (7,75 mH cu miez) se compune din 2×220 spire din sîrmă ПЭЛ 0,15; înfășurarea *II* din 120 spire ПЭЛ 0,25 și înfășurarea *III* din 2×50 spire ПЭЛ 0,15.

la bornele condensatorului C_4, folosind o schemă cu alimentarea în derivație. Amplificatorul de înregistrare se leagă, în acest caz, la generator printr-un filtru dop (fig. 14-24).

In cazul folosirii unui cap universal filtrul dop poate fi înlocuit cu o rezistență de 10—20 kΩ, sau se poate folosi un sistem de alimentare în serie (fig. 14-25).

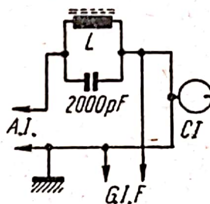


Fig. 14-24. Schemă pentru alimentarea în derivație a capului de înregistrare. Bobina *L* conține 280 spire din sîrmă ПЭЛ 0,2 și este făcută pe un miez de ferocart de tipul СБ-3а.

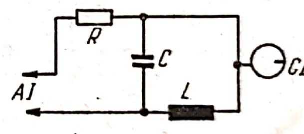


Fig. 14-25. Schemă pentru alimentarea în serie a capului de înregistrare. *L* este bobina de cuplaj cu generatorul de înaltă frecvență.

La folosirea capului universal, tensiunea pe condensatorul C_4 (fig. 14-23) este insuficientă pentru premagnetizare și, în acest caz, tensiunea trebuie luată printr-un condensator de cuplaj de la prizele *4* și *5* ale bobinei generatorului. Reglarea premagnetizării se face prin alegerea capacității condensatorului de cuplaj.

Reglarea premagnetizării

In cazul unei scheme de alimentare în serie reglarea premagnetizării se face prin alegerea corespunzătoare a prizei bobinei generatorului, de la care se culege tensiunea de înaltă frecvență (fig. 14-26).

In cazul unei scheme de alimentare în derivație, pe lîngă acest procedeu, mai există posibilitatea unui reglaj

in folosind o rezistență variabilă R sau un condensator C de capacitate mică, legat în serie (fig. 14-27). Ultima variantă este mai indicată, deoarece nu se consumă putere

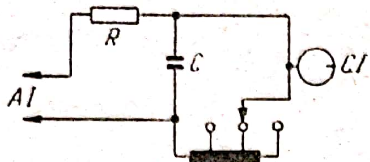


Fig. 14-26. Reglajul premagnetizării cu ajutorul prizelor bobinei de cuplaj.

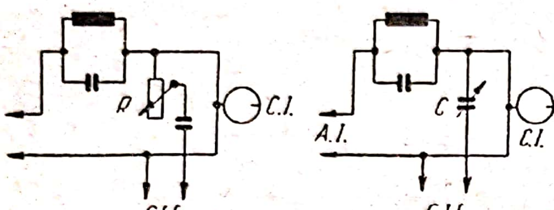


Fig. 14-27. Reglajul premagnetizării prin rezistență variabilă sau prin condensator.

de la generatorul de înaltă frecvență la reglaj. Valorile R și C pentru reglaj se aleg în funcție de caracteristicile electrice ale capului folosit și de frecvența de premagnetizare.

Conectarea generatorului de înaltă frecvență

Pentru a evita magnetizarea remanentă a capului de înregistrare, care mărește nivelul zgomotului la înregistrare, aplicarea tensiunii anodice

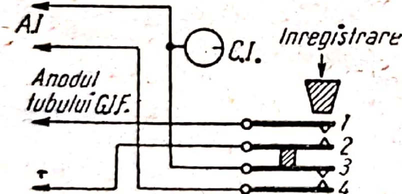


Fig. 14-28. Schema comutării electrice a magnetofonului la înregistrare.

a generatorului trebuie întreruptă atunci cînd capul de înregistrare este deconectat. Aceasta se realizează stabilind o anumită ordine de deschidere și închidere a contactelor în

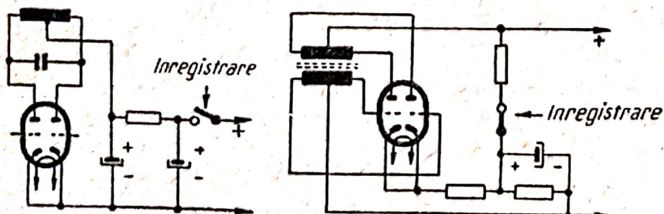


Fig. 14-29. Scheme pentru conectarea generatorului de înaltă frecvență care exclud magnetizarea dăunătoare a capului de înregistrare.

schemă (fig. 14-28). Astfel, pentru înregistrare, întîi se închid contactele *1* și *2*, iar apoi *3* și *4*. La terminarea înregistrării, întîi se deschid contactele *3* și *4* iar apoi *1* și *2*.

Un alt procedeu este punerea în funcțiune a generatorului prin creșterea treptată a tensiunii anodice sau prin reducerea treptată a negativării grilei, folosind în acest scop filtre RC cu constantă de timp mare (fig. 14-29).

Schema amplificatorului de redare

Amplificatorul (fig. 14-30) este calculat pentru a lucra cu un cap de redare de impedanță mare. El conține două tuburi de tip 6H1П. Pentru a reduce zgomotul de fond alimentarea filamentelor tuburilor se face cu curent continuu, obținut cu ajutorul unui redresor cu seleniu. In acest caz, filamentele ambelor tuburi se leagă în serie. Circuitul RC dintre primul și al doilea etaj asigură caracteristica de frecvență necesară a amplificatorului.

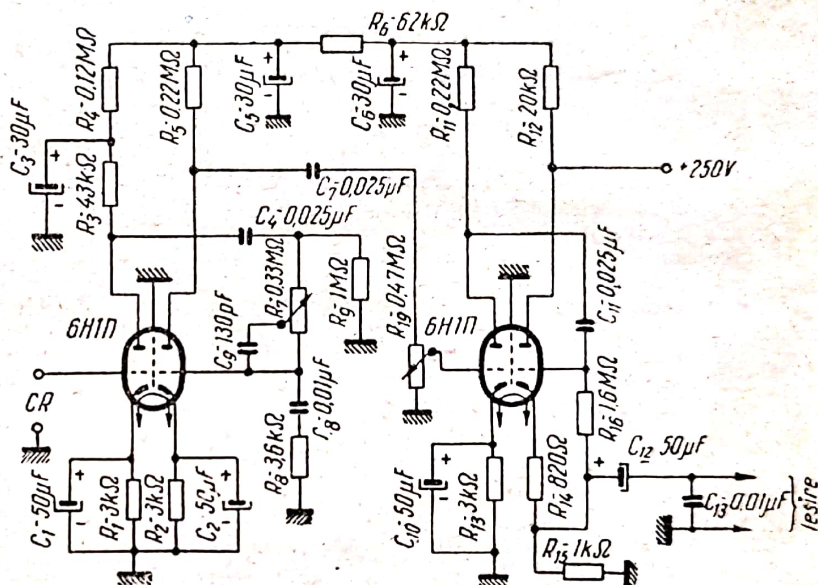


Fig. 14-30. Schema unui amplificator de reproducere.

Valorile date în schemă sînt calculate pentru vitezele de 762 și 381 mm/s. Pentru viteza de 190,5 mm/s rezistența R_8 trebuie înlocuită cu una de 12 kΩ, iar pentru viteza de 95,3 mm/s aceeași rezistență trebuie să fie de 24 kΩ.

Schema este prevăzută cu un reglaj de corecție (R_7) și cu reglajul amplificării (R_{19}). Pentru simplificarea construcției se poate renunța la reglajul de corecție în schimbul unui acord mai complicat, înlocuindu-l cu o rezistență fixă de aceeași valoare. Reglajul caracteristicii de frecvență se face, în acest caz, prin alegerea capacității necesare a condensatorului C_9. Reglajul amplificării este folosit pentru obținerea nivelului corect, arătat de indicatorul de nivel, în timpul reglajelor făcute cu banda de control. Pentru simplificarea construcției reglajul poate fi constituit dintr-un divizor compus din două rezistențe, dintre care una fixă; valoarea celeilalte se alege astfel încît să se obțină nivelul dorit.

Pentru obținerea unei forme cît mai bune a caracteristicii de frecvență, la viteze de 19 cm/s și mai mici, se recomandă ca între rezistența R_8 și masă să se conecteze un circuit LC acordat pe frecvența maximă de lucru. Condensatorul C_9 se exclude din montaj și reglajul corecției se face prin alegerea rezistenței care șuntează circuitul LC.

Pentru a micşora impedanţa de ieşire etajul final este un repetor catodic. Acesta permite ca la ieşire să se poată conecta o cască cu rezistenţă destul de mică (pentru control) şi un indicator de nivel cu ac. Dacă însă etajul final al magnetofonului permite ca la ieşire să se facă controlul auditiv, iar ca indicator de nivel se foloseşte un tub de tip 6E5C, nu mai este necesar un repetor catodic. In acest caz, este mai bine ca etajul final să se construiască după o schemă obişnuită, cu rezistenţa de sarcină în circuitul anodic.

Schema amplificatorului de înregistrare

Primul etaj al amplificatorului (fig. 14-31) este calculat pentru a primi semnal de la un microfon de tip МД-41. Doza de picup, precum şi reţeaua de radioficare sau receptorul se conectează la intrarea celui de-al doilea etaj. Corecţia caracteristicii de frecvenţă se face printr-o reacţie selectivă (dependentă de frecvenţă), aplicată pe al doilea şi al treilea etaj al amplificatorului.

Reglajul fin de corecţie (potenţiometrul R_2) poate fi înlocuit cu o rezistenţă fixă de aceeaşi valoare. Alegînd condensatorul C_2 şi rezistenţa de reacţie R_9 se poate regla accentuarea caracteristicii de frecvenţă la frecvenţele superioare.

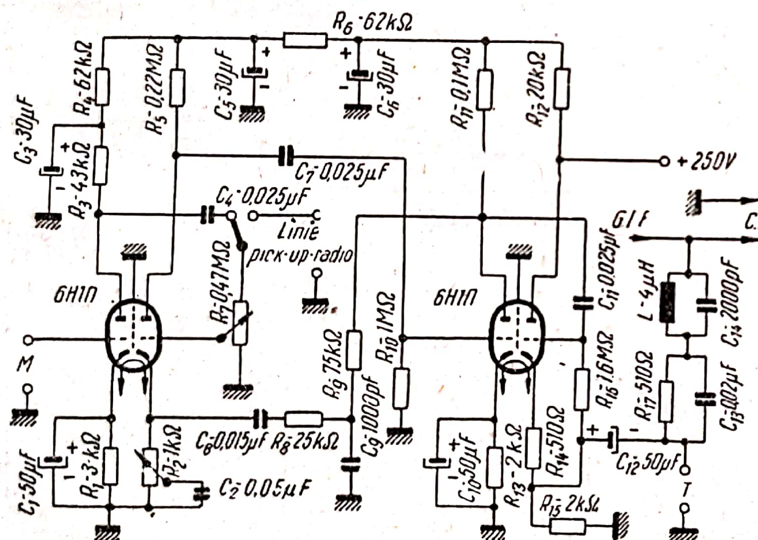


Fig. 14-31. Schema unui amplificator de înregistrare.

Ieşirea amplificatorului este calculată pentru a debita pe un cap de înregistrare de impedanţă mică, după o schemă de alimentare în paralel.

Schema amplificatorului universal

Amplificatorul universal, construit după schema prezentată în fig. 14-32, se foloseşte în magnetofonul „Elfa". El este constituit din patru etaje şi lucrează atît ca amplificator de înregistrare cît şi ca amplificator de redare, trecerea făcîndu-se cu ajutorul unui comutator cu mai multe contacte. Această comutare schimbă totodată şi caracteristica de frecvenţă a amplificatorului, iar capul universal se conectează o dată la intrarea amplificatorului şi o dată la ieşirea acestuia. Generatorul de înaltă frecvenţă este echipat cu una dintre triodele unui tub 6H1П, care intră în funcţiune în momentul înregistrării.

Transformatorul de intrare

In schemele prezentate mai înainte, microfonul de rezistenţă mare şi capul de redare de impedanţă mare pot fi înlocuite cu altele, de impedanţă mică, dacă se prevede un transformator ridicător (raportul de transformare 1 : 15). Transformatorul se bobinează pe un miez din tole de permalloy de tip E-6, grosimea pachetului fiind de 9 mm. Infăşurarea primară a transformatorului are 314 spire din sîrmă ПЭЛ 0,1, iar înfăşurarea secundară are 4710 spire — ПЭЛ 0,05. Intre înfăşurări se introduce un ecran electrostatic în formă de spiră deschisă din staniol, care se leagă cu firul de potenţial nul.

Schema corecţiei pentru înregistrarea de la reţeaua de radioficare sau de la receptor

Atunci cînd se înregistrează de la reţeaua de radioficare sau de la receptoare cu tensiunea de ieşire de cel puţin 6 V, înregistrarea se poate face fără amplificator de înregistrare, aplicînd capului tensiunea de joasă frecvenţă printr-un circuit de corecţie a frecvenţei RC construit după schema prezentată în fig. 14-33.

In schemă

$$R_c = \frac{u_{ieş}}{i},$$

unde i este curentul de înregistrare (v. tabela 14-3).

Condensatorul C_c se alege în funcţie de inductanţa capului şi de caracteristica necesară la înregistrare.

Schema de indicator de nivel la înregistrare

In conformitate cu prevederile GOST 08088, toate magnetofoanele de construcţie sovietică care nu sînt prevăzute cu instrumente exterioare de măsurat nivelul înregistrării şi care nu au dispozitive de menţinere automată a nivelului necesar trebuie să fie înzestrate cu un indicator de nivel. Indicatoarele folosite sînt de trei tipuri: 1) indicatoare cu ac, alcătuite dintr-un microampermetru sensibil, de curent continuu şi un redresor cu semiconductoare (fig. 14-34); 2) indicatoare optice, pentru care se folosesc tuburile indicatoare optice de acord folosite în mod curent în receptoare (fig. 14-35); 3) indicatoare cu bec cu neon (fig. 14-36).

Indicatorul cel mai bun pentru înregistrare este indicatorul cu ac. Mai puţin comod, dar foarte simplu din punct de vedere constructiv este indicatorul cu bec cu neon. La acesta însă, în momentul aprinderii, becul cu neon măreşte sarcina etajului de ieşire al magnetofonului mărind astfel şi distorsiunile neliniare.

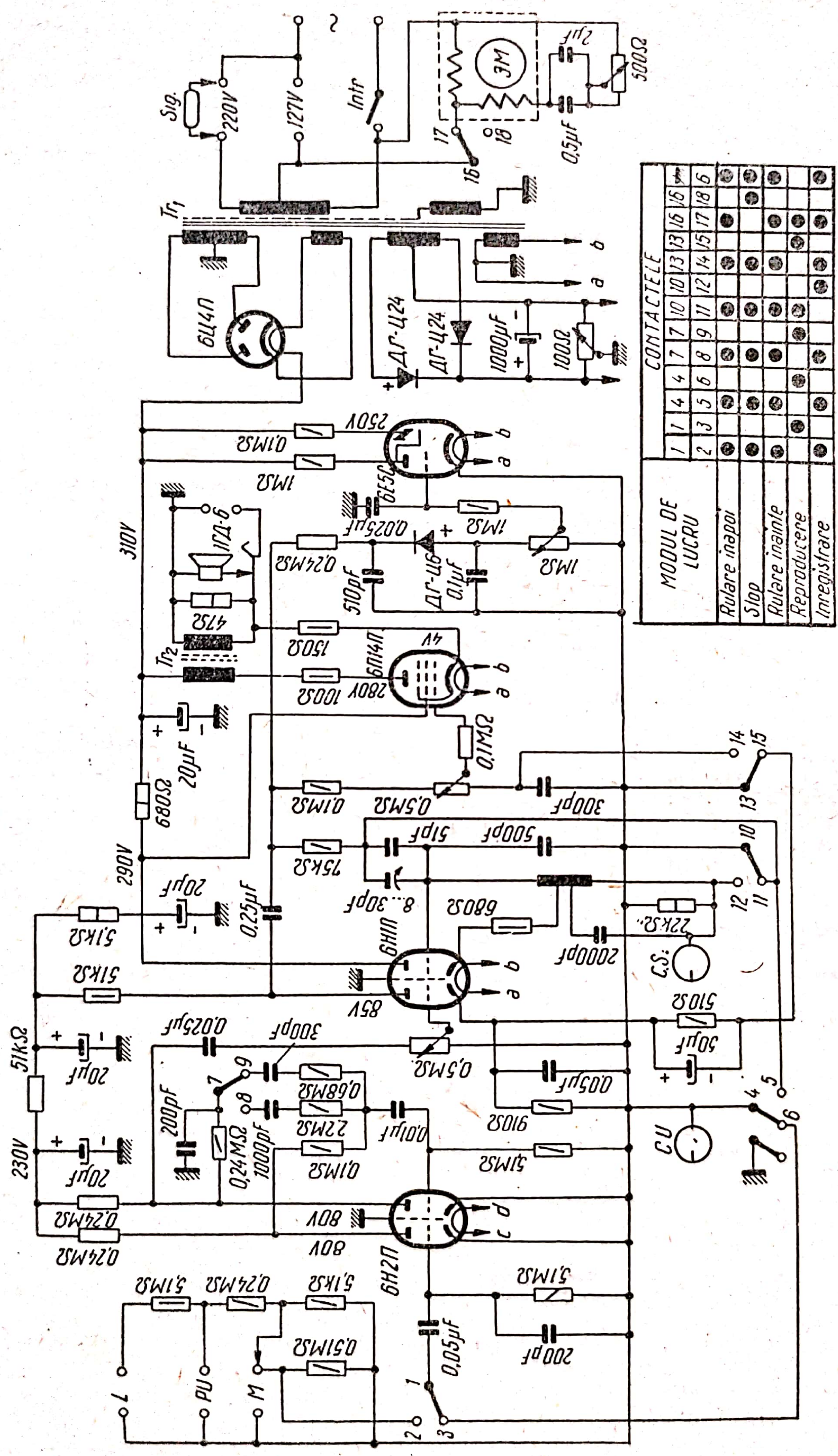


Fig. 14-32. Schema magnetofonului „Elfa-10".

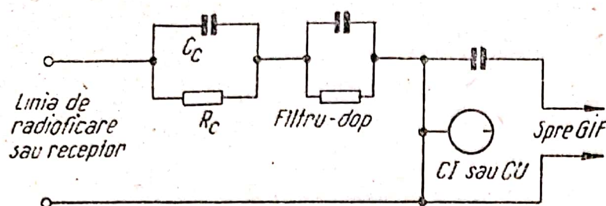


Fig. 14-33. Schema corecţiei pentru înregistrarea din linia de radioficare sau de la receptor.

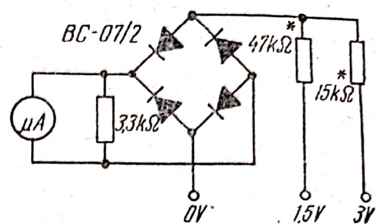


Fig. 14-34. Schema conectării unui miliampermetru ca indicator de nivel. Rezistenţele notate cu semnul * se aleg în timpul reglajului.

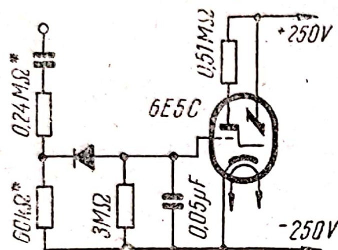


Fig. 14-35. Schema conectării unui tub indicator de acord ca indicator de nivel. Rezistenţele notate cu semnul * se aleg în timpul reglajului.

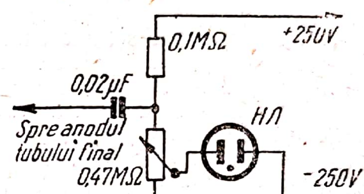


Fig. 14-36. Schema unui indicator de nivel cu tub cu neon.

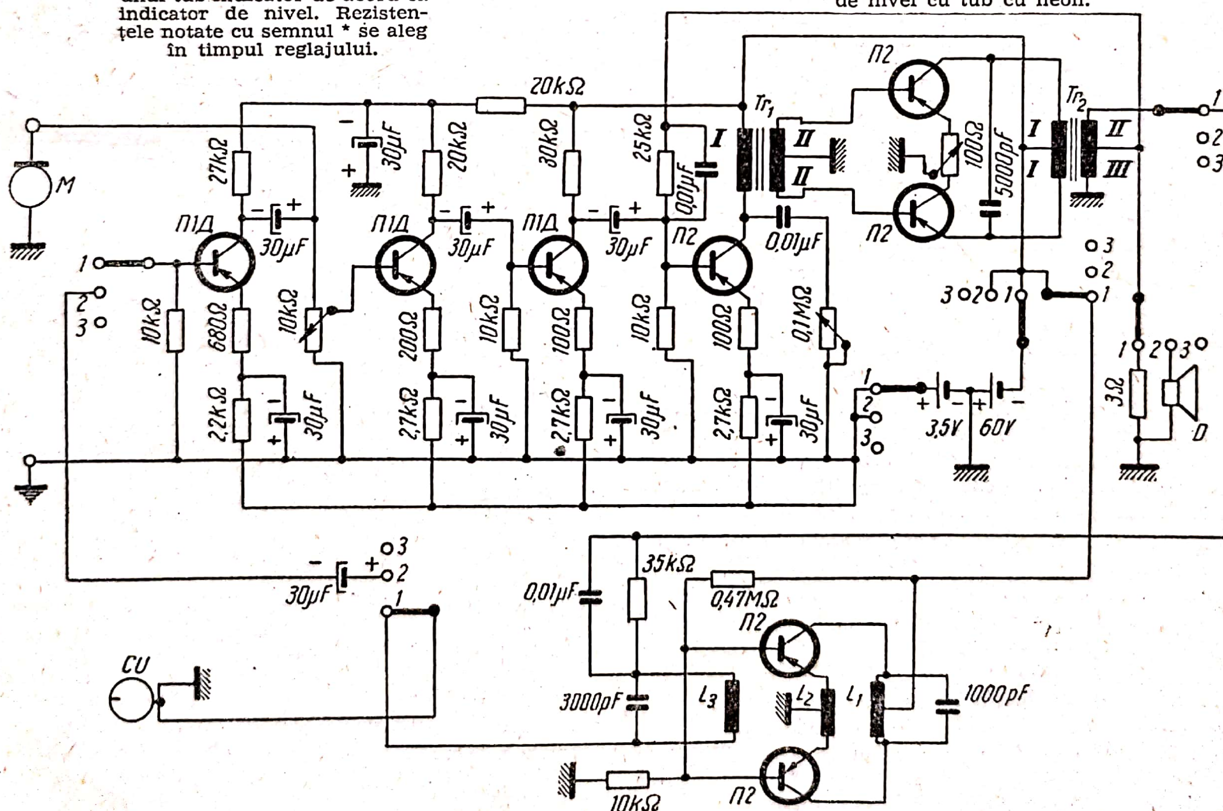


Fig. 14-37. Schema unui magnetofon cu tranzistoare. Poziţiile comutatorului : 1 — înregistrare ; 2 — reproducere ; 3 — oprit.

Folosirea tranzistoarelor în magnetofoane

Amplificatoarele și generatorul magnetofoanelor pot fi construite cu tranzistoare. Avantajele pe care le prezintă tranzistoarele, în comparație cu tuburile electronice, în construcția amplificatoarelor și generatoarelor constau în: economisirea energiei electrice de alimentare, lipsa efectelor microfonice, realizarea unor dimensiuni și greutăți mici și durată mare de funcționare. Neajunsurile montajelor realizate cu tranzistoare sînt: nivelul de zgomot al amplificatorului este relativ ridicat și există o oarecare dependență a parametrilor etajelor față de temperatura mediului ambiant. Din compararea acestor proprietăți se poate trage concluzia că tranzistoarele sînt recomandate pentru magnetofoanele mici, portative, cu alimentare proprie, precum și pentru dictafoane.

In fig. 14-37 este prezentată schema unui magnetofon cu tranzistoare, calculată pentru o viteză a benzii de 9,5 cm/s. Din cauza puterii mici a generatorului, ștergerea înregistrărilor anterioare trebuie să se facă prin demagnetizarea prealabilă a benzii. Frecvența generatorului este de 30 kHz. Puterea de ieșire a amplificatorului este de 0,25 W.

Transformatorul Tr_1 este bobinat pe un miez din tole de tip E 6×12 avînd un întrefier de 0,1 mm. Infășurarea *I* are 4600 spire din sîrmă ПЭЛ 0,06, iar înfășurarea *II* 2×500 spire din sîrmă ПЭЛ 0,1.

Transformatorul Tr_2 are un miez din tole de tip E 9×16. Infășurarea *I* are 2×300 spire din sîrmă ПЭЛ 0,12 înfășurarea *II* 80 spire din sîrmă ПЭЛ 0,51 (pentru un difuzor cu rezistența de 3 Ω), iar înfășurarea *III* 600 spire din sîrmă ПЭЛ 0,24 (pentru alimentarea capului).

Bobinele generatorului sînt făcute pe miez de tip СБ-4 a. Bobina L_1 se compune din 2×3000 spire, bobina L_2 are 2×15 spire, iar bobina L_3, 550 spire, toate bobinate cu sîrmă ПЭЛ 0,12.

Două baterii de tip БАС-Г-60 și КБС-Л-0,5 asigură funcționarea magnetofonului timp de 100 ore.

14-9. MECANISME DE ANTRENARE A BENZII

Mecanismul de antrenare a benzii într-un aparat de înregistrare magnetică îndeplinește următoarele două funcții principale: 1) deplasarea benzii la înregistrare și redare cu una, două sau trei viteze (la alegere); 2) rebobinarea rapidă a benzii în ambele sensuri.

Realizarea deplasării lente (de lucru) a benzii impune rezolvarea a trei probleme: 1) antrenarea (tragerea) benzii de către ansamblul de antrenare; 2) înfășurarea benzii pe rola receptoare și frînarea benzii care vine de pe rola debitoare, frînare necesară pentru a asigura o aderență bună a benzii pe capete; 3) evitarea derulării rolei debitoare.

Realizarea rebobinării rapide necesită un moment de rotație suficient de mare aplicat rolei pe care se face înfășurarea, precum și frînarea rolei de pe care se desfășoară banda. In unele cazuri este necesară și îndepărtarea benzii de capete în timpul rebobinării pentru a evita uzura capetelor.

Oprirea mecanismului, atît în timpul lucrului cît și în timpul rebobinării, trebuie să fie însoțită de frînarea anumitor ansambluri pentru a reduce la minimum timpul de deplasare a benzii în virtutea inerției, precum și pentru a evita formarea buclelor și ruperea benzii.

Ansamblul de antrenare

Construcția cea mai simplă a unui ansamblu de antrenare este reprezentată în fig. 14-38. Pe axul motorului se montează o rolă metalică de antrenare (cabestan) al cărei diametru se alege astfel încît viteza periferică să fie egală cu viteza de lucru a benzii. Banda este presată pe rola de antrenare cu ajutorul unei role presoare cauciucate, care se învîrtește liber pe axul ei. Deoarece aderența dintre bandă și cauciuc este mai mare decît cea dintre bandă și metal, mișcarea de rotație se transmite de la rola de antrenare la cea presoare și aceasta din urmă antrenează banda. De aceea, valoarea exactă a vitezei de deplasare a benzii este ceva mai mare decît viteza periferică a rolei de antrenare și se determină cu ajutorul formulei din § 14-11.

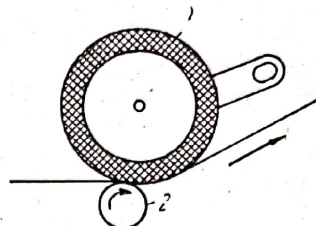


Fig. 14-38. Ansamblul de antrenare a benzii:
1 — rolă presoare acoperită cu cauciuc; 2 — rolă de antrenare (cabestan).

Motoarele folosite de mecanismele de antrenare sînt de cele mai multe ori electromotoare monofazice sincrone-reactive, sau electromotoare monofazice asincrone cu pornire prin condensator (tabela 14-6). In cazul cînd sînt necesare două sau trei viteze de lucru se folosesc electromotoare cu două sau cu trei viteze.

Construcția ansamblului de antrenare, examinată mai sus, este foarte simplă și asigură o viteză a benzii destul de constantă, dar prezintă două neajunsuri.

1. Orice variație periodică a vitezei (turației) motorului și vibrațiile acestuia, de frecvențe egale cu multiplii frecvenței rețelei, se transmit direct benzii provocînd variații corespunzătoare ale vitezei ei de deplasare.

2. In cazul cînd motorul are o turație mare, această construcție a ansamblului de antrenare face imposibilă obținerea unor viteze mici de deplasare a benzii, deoarece în acest caz ar fi necesar un diametru extrem de mic al rolei de antrenare (cabestanului).

Primul dintre aceste neajunsuri poate fi înlăturat prin introducerea unui filtru mecanic (fig. 14-39) în ansamblul de antrenare. Datorită cuplajului elastic dintre motor și volant și datorită inerției mari a acestuia din urmă, se poate realiza amortizarea (filtrarea) oricărui gen de oscilații care apar la electromotor.

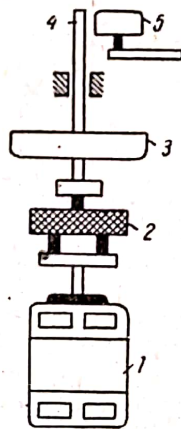


Fig. 14-39. Filtru mecanic pentru ansamblul de antrenare:
1 — motor; 2 — garnitură de cauciuc; 3 — volant; 4 — ax de antrenare; 5 — rolă presoare.

Al doilea neajuns se înlătură prin introducerea unei transmisii mecanice între motor și rola antrenoare, prin intermediul unei curele sau al unei roți intermediare de fricțiune cauciucate (fig. 14-40). Dacă se recurge la o astfel de transmisie, se pot realiza mai multe viteze ale benzii prin mutarea curelei sau, în al doilea caz, prin deplasarea roții de fricțiune. An-

Motoare monofazice folosite în magnetofoane *Tabela 14-6*

Marca	Tipul	Tensiunea de alimentare, V	Puterea pe ax W	Puterea consumată, W	Turația rot/min	Momentul de pornire, gcm	Capacitatea condensatorului exterior, μF	Rezistența adițională, Ω	Greutatea, kg	Diametru, mm	Înălțimea (fără diametrul axului), mm	Destinația
ДВС-У1	Sincron reactiv	220	15	78	1500	800	2,5	500	4,2	110	132	Motor de antrenare în mecanisme cu trei motoare
ДВА-У3	Asincron	220	30	90	1430	2000	2,5	500	4,2	110	132	Motor de antrenare și de rebobinare în mecanisme cu un singur motor
ДВА-У4	Asincron	220	6	37	610	1100	1,25	500	4,2	110	132	Idem
ДПА-У2	Asincron	220[1]	—	61	0—1300	2000	1,5	250	3	110	112	Motor de rebobinare în mecanisme cu trei motoare
ДАГ-1	Asincron	127 și 220[2]	2	14	1200	70	—	—	1,4	100	70	Motor de antrenare și rebobinare în mecanisme cu un singur motor, pentru benzi cu lungimea pînă la 350 m
ДПА-010/5-4[3]	Asincron	220[1]	—	100	0—1430	3000	1,5	250	5,8	126	210	Motor de rebobinare
ДВС-010/5-4[3]	Sincron reactiv	220	15	78	1500	800	3	500	6,6	126	210	Motor de antrenare
АД-2[4]	Asincron	127	5	25	1480	—	2,5	250	—	100	70	Motor de antrenare și rebobinare în mecanisme cu un singur motor pentru benzi cu lungimea pînă la 500 m
ДВД-IP[3]	Sincron reactiv	220	15/7,5	90	1500/750	1500	2,75	250	7	135	210	Motor de antrenare în magnetofoanele cu două viteze

[1] În regim de rebobinare și frînare electrică tensiunea se reduce pînă la 80—140 V.
[2] Pentru 220 V, cele două bobine ale statorului se leagă în serie.
[3] Se folosește în special în aparatele profesionale ; este prevăzut cu un dispozitiv de frînare.
[4] Electromotorul este folosit în magnetofonul „Iauza".

grenajele cu roți dințate și cu șurub fără sfîrșit sînt interzise din cauza șocurilor care iau naștere la acest gen de transmisie.

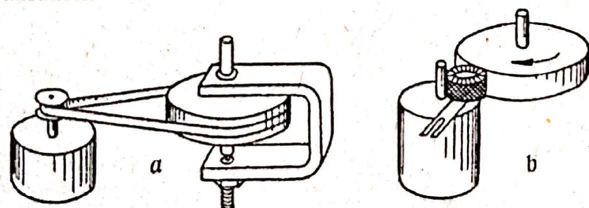


Fig. 14-40. Ansamblu de antrenare cu transmisie mecanică : *a* — transmisie cu curea ; *b* — transmisie cu rolă intermediară.

Construcția din fig. 14-41 a ansamblului de antrenare se deosebește de cele studiate mai sus prin faptul că banda este presată pe rola de antrenare în două locuri, cu ajutorul a două role cauciucate, formînd astfel o buclă pe care se montează capetele. Avantajul acestei construcții constă în

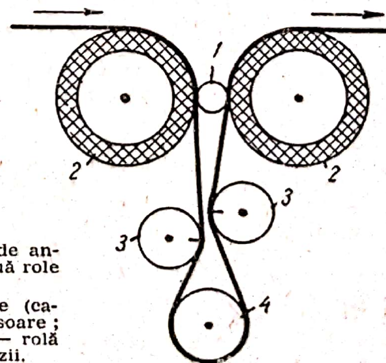


Fig. 14-41. Ansamblu de antrenare a benzii cu două role presoare : 1 — rolă de antrenare (cabestan) ; 2 — rolă presoare ; 3 — cap magnetic ; 4 — rolă de întoarcere a benzii.

amortizarea șocurilor și oscilațiilor care iau naștere atît în partea rolei receptoare cît și în partea rolei debitoare. Datorită egalității presiunii exercitate de ambele role presoare pe rola antrenoare, aceasta din urmă nu este solicitată radial și se reduc astfel pierderile prin frecare și uzura lagărelor rolei de antrenare.

Construcția cu două role presoare se folosește în aparatele de precizie pentru înregistrarea magnetică, utilizate la diferite măsurări și cercetări.

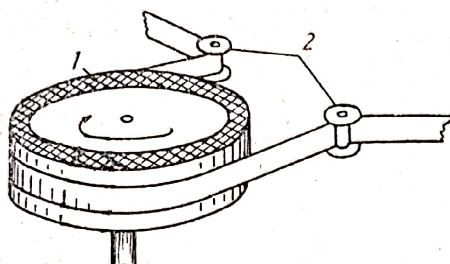


Fig. 14-42. Ansamblu simplu de antrenare a benzii :
1 – rolă de antrenare (cabestan) de cauciuc ; *2* – rolă de ghidaj.

La cele mai simple magnetofoane se folosește uneori ansamblul de antrenare reprezentat în fig. 14-42. Banda se înfășoară în jurul unui disc cauciucat și, datorită aderenței mari pe cauciuc și a unghiului mare de înfășurare, ea este antrenată cu o viteză egală cu viteza periferică a discului. Deformarea cauciucului și alunecarea inevitabilă a benzii provoacă variații de viteză egale cu 2—3%.

Role receptoare

Unul dintre procedeele de înfășurare a benzii pe rola receptoare constă în montarea pe axul rolei a unui motor separat cu turație ce se poate modifica în limite largi.

Pentru a asigura stabilitatea funcționării ansamblului de antrenare este necesar să se mențină constantă întinderea benzii între ansamblul de antrenare și rola receptoare. Condiția este satisfăcută dacă caracteristica de viteză a momentului de rotație al motorului este de formă hiperbolică. În afară de aceasta motorul trebuie să aibă startul destul de rapid pentru ca la cuplarea mecanismului banda să nu facă buclă. Aceste condiții sînt îndeplinite de electromotoarele asincrone cu rotor de fontă, ale căror caracteristici sînt date în tabela 14-6.

Pentru rotirea rolei receptoare se poate folosi și un motor cu turație fixă, dar cuplat printr-un dispozitiv cu fricțiune care să asigure variația turației rolei în limitele necesare. De altfel prin acest procedeu se realizează transmisia de la motorul ansamblului de antrenare în magnetofoanele de uz comun, unde, pentru reducerea prețului de cost și pentru reducerea greutății, se folosește un singur motor. Transmiterea mișcării de rotație de la acest motor la cuplajul cu fricțiune al rolei receptoare se face printr-o curea de transmisie și uneori printr-un disc intermediar de fricțiune.

În timpul rebobinărilor rapide, electromotorului rolei receptoare i se aplică fie tensiunea maximă (cînd se rebobinează repede înainte), fie o tensiune mică de frînare (cînd banda se rebobinează repede înapoi). În cazul în care rola receptoare este antrenată printr-un cuplaj cu fricțiune, frînarea în timpul derulării rapide a benzii de pe această rolă (la rebobinarea înapoi) se face datorită frecării în cuplaj, iar pentru rebobinarea rapidă a benzii înainte se mărește frecarea în cuplaj printr-un procedeu oarecare.

Rola debitoare

Rola debitoare poate fi construită la fel cu cea receptoare, adică cu motor separat, sau cu conectare printr-un cuplaj cu fricțiune, la motorul ansamblului de antrenare. În primul caz, în timpul deplasării benzii în lucru și în timpul rebobinării „repede înainte", electromotorul primește o tensiune mică ; el tinde să se rotească în sens invers deplasării benzii, asigurînd astfel întinderea benzii pe porțiunea dintre rola debitoare și ansamblul de antrenare. Pentru rebobinarea „repede înapoi" electromotorului rolei debitoare i se aplică tensiunea maximă. În cazul folosirii unui cuplaj cu fricțiune, frecarea produsă în acesta se reglează în funcție de regimul de lucru al mecanismului.

O problemă importantă la construcția rolei debitoare o constituie realizarea întinderii uniforme a benzii, deoarece de aceasta depinde stabilizarea funcționării ansamblului de antrenare și a capetelor magnetice. La magnetofoanele obișnuite, întinderea benzii de 6,25 mm lățime nu trebuie să varieze în limite mai largi decît 50—250 gf, iar la aparatele de precizie această variație trebuie să fie de 100—120 gf (întinderea crește proporțional cu lățimea benzii). În primul caz, este suficient să se folosească un electromotor special (v. tabela 14-6), iar în al doilea caz trebuie prevăzut un dispozitiv de reglare automată în care sistemul de urmărire și mecanismul de execuție modifică tensiunea de frînare, în funcție de diametrul rolei de bandă al bobinei debitoare.

La construcțiile mai simple, uniformizarea întinderii se obține prin frecarea continuă a benzii în fața capetelor, realizată cu ajutorul unei role fixe de ghidaj. Pentru a evita formarea buclelor și a înlătura șocurile provenite din cauza neuniformității înfășurării benzii pe rolă trebuie să se asigure o întindere mică a benzii în partea rolei debitoare. Această întindere poate fi mult mai mică decît cea creată prin frecare.

Schemele cinematice ale mecanismelor

În funcție de construcția ansamblului de antrenare, de rola receptoare și de cea debitoare, precum și în funcție de construcția altor cîtorva ansambluri, se deosebesc mai multe scheme cinematice de mecanisme de antrenare a benzii. Cele mai importante scheme cinematice sînt prezentate în fig. 14-43 ... 14-49.

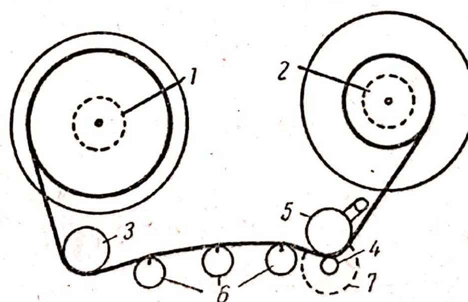


Fig. 14-43. Schemă cinematică cu trei motoare :
1 – motorul rolei debitoare ; *2* – motorul rolei receptoare ; *3* – rolă de întoarcere a benzii ; *4* – rolă de antrenare (cabestan); *5* – rolă presoare ; *6* – cap magnetic ; *7* – motor de antrenare.

În fig. 14-43 este reprezentată o schemă cu trei motoare, folosită în majoritatea aparatelor profesionale, desti-

nată pentru înregistrări făcute pe bandă cu lățimea de 6,25 mm.

In fig. 14-44 este reprezentată o schemă cu un singur motor, cu transmisii prin curele și cu fricțiune, care se folosește la magnetofoanele de uz comun.

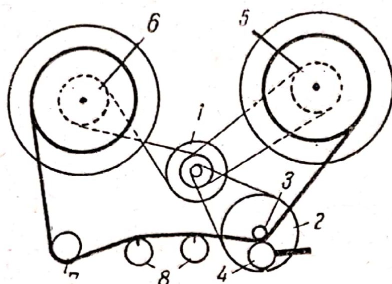


Fig. 14-44. Schemă cinematică cu un singur motor :
1 — motor ; *2* — volantul rolei de antrenare ; *3* — rolă de antrenare (cabestan) ; *4* — rolă presoare ; *5* — cuplajul cu fricțiune al rolei receptoare ; *6* — cuplajul cu fricțiune al rolei debitoare ; *7* — rolă de întoarcere a benzii ; *8* — cap magnetic.

In fig. 14-45 este reprezentată o schemă cu trei motoare și două role presoare, folosită la aparatele pentru înregistrări de înaltă precizie.

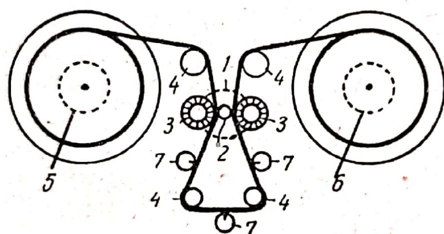


Fig. 14-45. Schemă cinematică cu trei motoare cu două role presoare :
1 — motor de antrenare ; *2* — rolă de antrenare (cabestan) ; *3* — rolă presoare ; *4* — rolă de întoarcere a benzii ; *5* — motorul rolei debitoare ; *6* —motorul rolei receptoare ; *7* — cap magnetic.

In fig. 14-46 este reprezentată o schemă cu două motoare de antrenare care se rotesc în permanență, în sensuri opuse. Prin cuplarea uneia dintre rolele presoare se poate modifica rapid sensul de deplasare a benzii, ceea ce este necesar pentru rezolvarea unei serii întregi de probleme la înregistrarea magnetică.

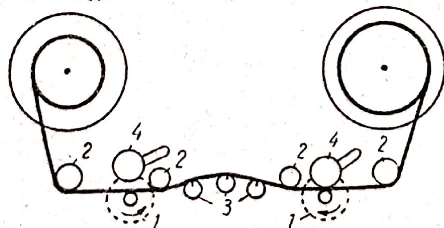


Fig. 14-46. Schemă cinematică cu patru motoare, dintre care două pentru antrenarea benzii :
1 — motor de antrenare ; *2* — rolă de întoarcere ; *3* — cap magnetic ; *4* — rolă presoare.

In fig. 14-47 este reprezentată o schemă cu două motoare cu motor comun pentru rola din dreapta și cea din stînga. Această schemă se folosește rar.

In fig. 14-48 este reprezentată o schemă care asigură pornirea și oprirea rapidă a benzii. Pentru a învinge inerția rolelor acestea din urmă sînt detașate de porțiunea de bandă pe care se află capetele, cu ajutorul a două role basculante, elastice.

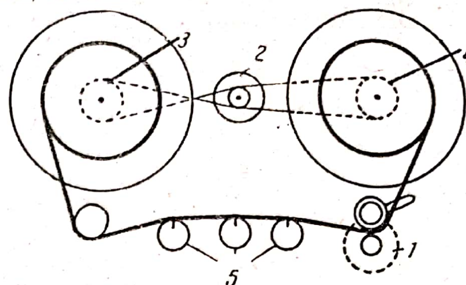


Fig. 14-47. Schemă cinematică cu două motoare :
1 — motor de antrenare ; *2* — motor de rebobinare ; *3* — cuplajul cu fricțiune al rolei debitoare ; *4* — cuplajul cu fricțiune al rolei receptoare ; *5* — cap magnetic.

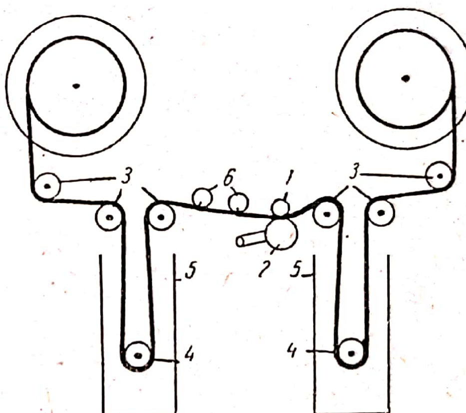


Fig. 14-48. Schemă cinematică cu trei motoare, cu pornire și oprire rapidă :
1 — rolă de antrenare ; *2* — rolă presoare ; *3* — rolă de întoarcere a benzii ; *4* — rolă de întindere ; *5* — dispozitiv de acumulare (înmagazinare) ; *6* — cap magnetic.

In fig. 14-49 este reprezentată schema mecanismului pentru antrenarea benzii perforate, cu ajutorul unui tambur cu dinți.

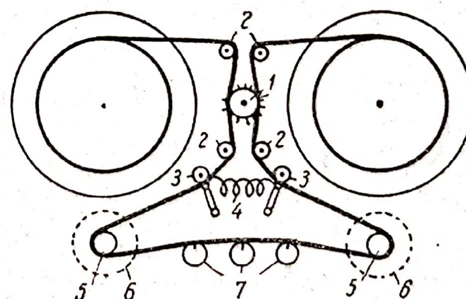


Fig. 14-49. Schemă cinematică pentru antrenarea benzii magnetice perforate :
1 — tambur dințat de antrenare ; *2* — rolă de ghidaj ; *3* — rolă de întindere ; *4* — arc de întindere ; *5* — rola stabilizatorului de viteză ; *6* — stabilizator de viteză (volant) ; *7* — cap magnetic. Tamburul de antrenare se cuplează cu motorul direct sau printr-un angrenaj. Antrenarea rolei din dreapta și a celei din stînga se face de la același motor, prin cuplaje cu fricțiune sau cu ajutorul unor motoare separate.

Frînarea mecanismului de antrenare a benzii

Cînd banda se oprește, pentru a evita încurcarea și ruperea ei ca și formarea buclelor, trebuie să acționeze un sistem de frînare asupra rolei debitoare. Un asemenea dispozitiv poate fi de exemplu o frînă cu bandă (fig. 14-50).

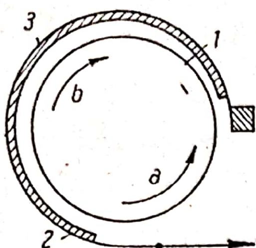


Fig. 14-50. Frînă cu bandă : 1 — disc (roată) de frînă ; 2 — bandă de frînă ; 3 — fetru ; a — sens de frînare puternică ; b — sens de frînare slabă.

Discul de frînare se montează pe axul rolei. Mișcarea de rotație este frînată doar în sensul în care este înfășurată banda de frînă în jurul discului.

14-10. DEMAGNETIZAREA BENZII ȘI A PIESELOR MAGNETOFONULUI

Demagnetizarea benzii se poate face fie în timpul înregistrării, cu ajutorul capului de ștergere alimentat cu înaltă frecvență, fie înainte de înregistrare, cu un electromagnet special, alimentat din rețeaua de curent alternativ.

Pentru o ștergere completă (adică pentru înlăturarea înregistrării vechi) trebuie ca raportul $\frac{U}{fwl}$ să fie egal cu cel puțin 0,0015 (U fiind tensiunea aplicată capului, V; f — frecvența generatorului de ștergere, kHz; w — numărul de spire pe cap și l — lățimea pistei înregistrate care se șterge, mm). Cu cît este mai mare acest raport, cu atît este mai bună ștergerea.

Deoarece generatorul de înaltă frecvență în magnetofoane este de obicei comun (atît pentru ștergere cît și pentru premagnetizare), frecvența f se alege din condițiile impuse de procesul înregistrării: $f=5\ldots6f_{as}$, unde f_{as} este frecvența audio superioară a benzii de trecere a magnetofonului respectiv.

Trebuie să se aibă în vedere următoarele observații:

1. Înregistrările recente se șterg mult mai ușor decît cele vechi.

2. Ștergerea repetată (dublă) dă, în majoritatea cazurilor, rezultate mai bune decît o singură ștergere. Pe acest principiu este bazată construcția capetelor de ștergere cu două fante, care au pe direcția de deplasare a benzii o fantă îngustă (30—50 μ) și o fantă lată (200—400 μ). Atunci cînd banda trece prin dreptul acestui cap ea se șterge de două ori.

3. Frecvențele joase înregistrate se șterg mai greu decît cele medii și înalte.

4. Înregistrările făcute pe bandă de tip 2 se șterg mai greu decît cele pe bandă de tip 1.

5. Frecvența generatorului de ștergere trebuie aleasă de valoarea minimă necesară, avînd în vedere condițiile arătate mai sus; mărirea frecvenței duce la o creștere considerabilă a puterii consumate de capul de ștergere.

6. Capul de ștergere cu grosimea pachetului de tole din miez egală cu 7 mm, la o frecvență a generatorului de 50 Hz, consumă aproximativ 3 W; capetele mai înguste (cele pentru înregistrarea pe două piste) consumă o putere mai mică — proporțională cu lățimea lor.

Pentru reducerea puterii consumate miezul capului de ștergere se confecționează din tole subțiri (50—80 μ) din aliaj HXC-50 care are pierderi mici, sau se folosesc miezuri din ferită presate.

La magnetofoanele alimentate de la baterii și uneori la magnetofoanele adaptabile la picup, pentru a simplifica construcția și a face economie de energie electrică, nu se folosește un generator de ștergere separat, ci banda se demagnetizează înainte de înregistrare cu ajutorul unui electromagnet (fig. 14-51).

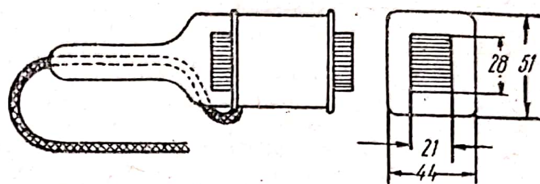


Fig. 14-51. Construcția unui electromagnet manual pentru demagnetizare. Miezul are 60 de tole cu grosimea de 0,35 mm. Înfășurarea conține 1680 spire din sîrmă ПЭЛ 0,38 pentru tensiunea de 220 V, sau 840 spire din sîrmă ПЭЛ 0,47 pentru tensiunea de 110 V.

În acest sistem, electromagnetul trebuie conectat întîi la rețeaua de curent alternativ la o distanță de cel puțin 0,5 m de rola care se demagnetizează, iar apoi luînd electromagnetul în mînă, acesta se deplasează de 2—3 ori lent în apropierea rolei pe toată suprafața acesteia, căutînd să nu rămînă porțiuni nesupuse acțiunii electromagnetului. După terminarea demagnetizării, se îndepărtează lent electromagnetul și se deconectează de la rețea la o distanță mai mare de 0,5 m de rolă. Electromagnetul nu poate rămîne conectat la rețea mai mult de 3 min, pentru a se evita supraîncălzirea lui.

Tot prin acest procedeu se pot demagnetiza miezurile capetelor magnetice și piesele de oțel ale magnetofonului care vin în contact cu banda în timpul înregistrării și redării. Aceste piese pot fi magnetizate accidental (de exemplu venind în contact cu o șurubelniță sau o foarfecă magnetizată) și pot strica banda imprimată (apar zgomote și pocnituri). Pentru a evita aceste neajunsuri se recomandă ca o dată la o lună sau la două să se execute o demagnetizare profilactică a tuturor acestor piese. În timpul demagnetizării, magnetofonul trebuie să fie oprit.

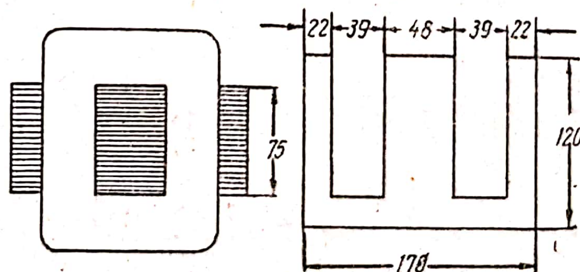


Fig. 14-52. Construcția unui electromagnet fix pentru demagnetizare. Miezul este făcut din tole cu grosimea de 0,5 mm. Înfășurarea are 200 spire din sîrmă ПБО 2,6 pentru tensiunea de 127 V. Puterea consumată este de aproximativ 2 kVA.

Demagnetizarea rolelor de bandă avînd diametrul de peste 130—150 mm, cu ajutorul unui electromagnet mic manual, este destul de dificilă (rămîn porțiuni magnetizate). Rolele mari trebuie demagnetizate cu un electromagnet mai mare (neportativ) (fig. 14-52).

Demagnetizarea benzii în timpul înregistrării se mai poate face şi cu ajutorul unui aşa-numit cap în formă de pieptene (fig. 14-53) la care, datorită succesiunii polilor de nume contrar, cîmpul magnetic ce acţionează asupra benzii

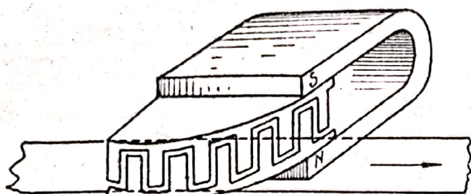


Fig. 14-53. Cap de ştergere cu dinţi.

îşi schimbă de mai multe ori sensul, devenind din ce în ce mai slab. Acest cîmp este asemănător cu cîmpul creat de un cap de ştergere alimentat cu înaltă frecvenţă şi de aceea capul în formă de pieptene poate demagnetiza banda.

La capul în formă de pieptene ca sursă a fluxului magnetic poate fi un electromagnet alimentat cu curent continuu sau un magnet permanent. Acesta din urmă este mai avantajos din punct de vedere al economiei de energie electrică, dar trebuie îndepărtată în mod obligatoriu banda de el îndată după înregistrare. Calitatea ştergerii făcute cu capul în formă de pieptene este mai slabă decît cea făcută cu un cap alimentat cu înaltă frecvenţă şi, de aceea, acest fel de ştergere se foloseşte doar la aparatele care înregistrează vorbirea (la dictafoane).

14-11. SFATURI PENTRU CONSTRUCTORII DE MAGNETOFOANE

1. Calculul razei ruloului de bandă r (cm), care să asigure înregistrarea timp de t (s) la o viteză de deplasare a benzii v (cm/s) se poate face cu ajutorul formulei :

$$r = \sqrt{r_0^2 + tv\frac{d}{\pi}}$$

în care: r_0 este raza iniţială a ruloului (butucul rolei), cm ;

d — grosimea benzii, cm .

2. Întinderea benzii în timpul deplasării ei în magnetofon se poate realiza cu ajutorul unui dinamometru gradat cu arc (fig. 14-54). Banda se trece peste rola fixată pe tija

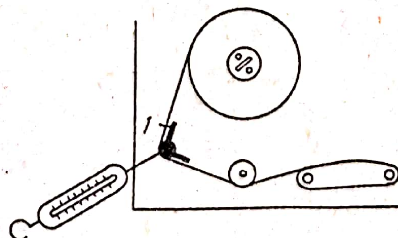


Fig. 14-54. Dinamometru pentru măsurarea întinderii benzii de magnetofon : 1 — indicatoare pentru direcţia corectă a benzii.

dinamometrului care se trage cu mîna pînă cînd direcţia benzii coincide cu cele două indicatoare ; se citeşte apoi întinderea pe cadranul dinamometrului. Etalonarea dinamometrului se face cu ajutorul unei serii de greutăţi (fig. 14-55).

De obicei, în partea rolei debitoare (înainte de ansamblul de antrenare) întinderea nu rămîne uniformă, ci depinde de diametrul ruloului de bandă care se desfăşoară de pe rolă. Întinderea minimă nu trebuie să fie mai mică de 50 gf, iar întinderea maximă nu trebuie să depăşească 250 gf. Ambele valori depind de unghiul de înfăşurare a benzii pe capete : cu cît acesta este mai mare, cu atît poate fi mai mică întinderea. Dacă în magnetofon banda este presată pe suprafaţa capetelor cu o pernă de fetru sau cu o rolă, ea poate să nu fie întinsă de loc pe porţiunea dintre rola debitoare şi ansamblul de antrenare.

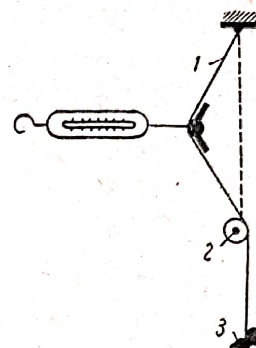


Fig. 14-55. Etalonarea dinamometrului pentru măsurarea întinderii benzii : 1 — sfoară ; 2 — rola auxiliară de sprijin ; 3 — greutate.

3. Pentru înregistrările de amatori cel mai bun microfon este cel dinamic de tip МД-41. În interiorul magnetofonului este montat un transformator toroidal (ridicător) cu raport mare de transformare, datorită căruia microfonul dezvoltă o forţă electromotoare mare. Rezistenţa de sarcină a magnetofonului trebuie să fie de cel puţin 0,5 MΩ.

Sensibilitatea microfonului (la o sarcină de 0,5 MΩ) este de cel puţin 3 mV/bar. Caracteristica de frecvenţă între 1000 şi 5000 Hz are o neuniformitate de circa 6 dB, iar de la 1000 Hz în jos caracteristica scade uniform, ajungînd la frecvenţa de 100 Hz la o atenuare de —20 dB.

4. Diametrul D (mm) al rolei de antrenare (cabestanului) se calculează cu formula :

$$D = \frac{60}{\pi} \cdot \frac{v}{n} - d$$

în care : v este viteza benzii, mm/s ;

n — turaţia rolei de antrenare, rot/min ;

d — grosimea benzii, mm.

5. Un cablu ecranat, necesar pentru conexiunile circuitelor de microfon şi ale circuitului dintre capul de redare şi amplificator, se poate realiza în modul următor : se iau două sîrme subţiri multifilare izolate cu mătase (de exemplu liţă МГШД 7×0,1), se răsucesc cît mai mult şi se introduc într-un tub de clorură de vinil peste care se îmbracă o tresă de blindaj.

6. Unghiul de înfăşurare a capetelor cu banda trebuie să fie cuprins între 165 şi 170°.

14-12. SFATURI PENTRU EXECUTAREA ÎNREGISTRĂRILOR LA MAGNETOFON

1. La înregistrările făcute într-o încăpere zgomotoasă microfonul trebuie aşezat cît mai aproape de sursa de sunet.

2. Cînd microfonul este situat în apropierea sursei de sunet, înregistrarea este mai „surdă", iar atunci cînd microfonul se află mai departe de sursa de sunet, înregistrarea este mai „sonoră" (cu reverberaţie mai mare).

3. La înregistrarea în încăperi neizolate bine fonic, pentru îmbunătăţirea clarităţii vorbirii, microfonul trebuie ţinut mai aproape de vorbitor sau în spatele microfonului trebuie întinsă o ţesătură densă (de exemplu o pătură).

4. La înregistrările făcute în aer liber microfonul trebuie ferit de vînt. In acest scop pe microfon se poate îmbrăca o pîlnie scurtă (5—20 cm) din hîrtie groasă.

5. La înregistrările făcute pentru un grup de executanţi (3—5 persoane) microfonul se poate suspenda în centrul grupului, deasupra executanţilor, la o înălţime de 2—2,5 m de la pardoseală.

6. Inregistrarea corurilor trebuie făcută cu nivel scăzut pentru a evita distorsiunile datorite sunetelor combinate.

Fig. 14-56. Schemă pentru înregistrarea combinată de pe disc şi de la microfon.

7. Cînd înregistrările sînt făcute de pe discuri, în prealabil, la o audiţie de probă trebuie să se aleagă nivelul corect al înregistrării, după indicatorul magnetofonului iar, apoi, în timpul înregistrării de pe disc, nu trebuie să se mai acţioneze asupra reglajului de nivel.

8. In cazul înregistrării combinate, de la microfon şi de pe disc sau receptor, se poate folosi un montaj simplu pentru conectarea concomitentă a microfonului şi picup-ului sau receptorului (fig. 14-56).

9. Dacă în timpul înregistrării se deconectează capul de ştergere şi în locul lui se conectează o rezistenţă echivalentă, înregistrarea precedentă de pe bandă se şterge numai parţial (datorită cîmpului de premagnetizare). Astfel se pot suprapune înregistrări diferite (de exemplu se execută un duet de către o singură persoană). Acest procedeu se foloseşte la sonorizarea filmelor cinematografice de amatori, unde explicaţiile vorbite se fac pe un fond de muzică.

10. Dacă este necesară îndepărtarea unor porţiuni de înregistrare fără a tăia banda, aceasta se poate realiza prin folosirea unui cap de ştergere suplimentar montat după capul de redare (alături de acesta). In timpul audierii înregistrării, capul de ştergere suplimentar se conectează în momentul în care se aude începutul porţiunii ce trebuie îndepărtată şi se deconectează atunci cînd această porţiune se termină.

14-13. MAGNETOFOANE DE UZ COMUN

In tabela 14-7 sînt date caracteristicile unor magnetofoane de construcţie sovietică.

Toate aceste magnetofoane folosesc bandă de tip 2 sau de tip 6. Inregistrarea se face pe două piste. O parte dintre indicii de calitate, precum şi o serie de indici normalizaţi corespund GOST 08088. Magnetofoanele sînt calculate pentru alimentarea de la reţeaua electrică de 110 şi 220 V. Aceste magnetofoane sînt prevăzute cu reglaje de mare viteză „înainte" şi „înapoi" a benzii.

14-14. ÎNREGISTRAREA STEREOFONICĂ A SUNETULUI

La redarea unei înregistrări de sunet obişnuite ascultătorii nu percep poziţia în spaţiu a surselor de sunet, deoarece redarea se face dintr-un singur punct, unde se află difuzorul, ceea ce denaturează în mare măsură înregistrarea. Acest neajuns se remediază în oarecare măsură folosind diverse sisteme de înregistrare stereofonică a sunetului.

Principiul acestui procedeu constă în faptul că sunetul este primit de mai multe microfoane aşezate în locuri diferite şi se înregistrează pe un acelaşi număr de piste (cîte microfoane sînt) plasate pe acelaşi purtător, pentru uşurarea sincronizării la redare.

Inregistrările stereofonice se reproduc cu ajutorul mai multor difuzoare, al căror număr şi, dacă este posibil, şi poziţie corespund cu numărul şi poziţia microfoanelor folosite la înregistrare.

In cazul procesului de înregistrare-redare stereofonică, se creează, în acest fel, o serie de canale independente de redare a sunetului. Cu cît este mai mare numărul acestor canale, cu atît este redată mai bine senzaţia de spa-

Tabela 14-7

Magnetofoane de uz comun

Caracteristicile tehnice	„Elfa-10"	„Dnepr-11"	„Iauza-5"	„Astra"
Dimensiunile, mm	410×315×175	522×328×328	370×380×210	450×335×235
Greutatea (fără accesorii), kg	18,3	24	13	15
Durata înregistrării pe o rolă, minute	2×30	2×30; 2×60	2×22; 2×45	2×30; 2×60
Tipul rolei	Nr. 18	Nr. 18	Nr. 15	Nr. 13
Puterea de ieşire	1	3	1,5	2
Numărul de difuzoare	1	4	2	2
Viteza benzii, mm/s	190,5	190,5; 95,3	190,5; 95,3	95,3; 47,6
Tipul electromotorului	АД-2	ДВС-У1	АД-2	ЭДГ-IМ
Coeficientul de detonaţie, %	0,6	0,5; 0,9	0,45; 0,7	0,7; 1,5
Numărul de tuburi	4	7	4	6
Tipul microfonului	МД-41	МДМ-1	МД-47	МД-55
Ieşire pentru conectarea unui difuzor exterior	Are	Are	Are	Are

țialitate a sunetului. De exemplu, cinci canale dau un caracter stereofonic excelent, trei canale dau o stereofonie bună, iar două canale asigură o stereofonie satisfăcătoare. Cinci și trei canale se folosesc la cinematografele cu ecran lat, iar înregistrarea stereofonică cu două canale este satisfăcătoare pentru radiodifuziune, înregistrări pe discuri și înregistrări magnetice de amatori.

Înregistrările cu multe canale se fac pe bandă magnetică specială, lată, iar înregistrările cu două canale se fac pe bandă magnetică obișnuită, îngustă. În acest din urmă caz trebuie să se înregistreze concomitent (spre deosebire de înregistrarea pe două piste) două piste sonore. Poziția acestor piste (fig. 14-57) este normalizată prin GOST 08088,

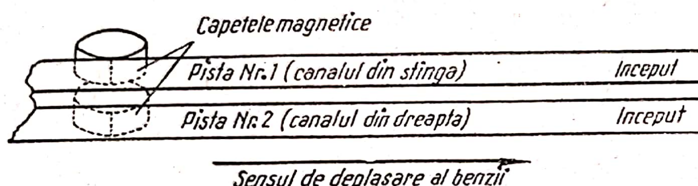


Fig. 14-57. Poziția pistelor sonore în cazul înregistrării stereofonice.

pista nr. 1 trebuind să conțină canalul din stînga (în raport cu ascultătorii). Fantele capetelor care înregistrează ambele piste (și care le reproduc) trebuie să se afle pe aceeași direcție (în prelungire). Distanța dintre piste este de cel puțin 0,75 mm.

Pentru a păstra efectul spațial în timpul redării atenuarea de diafonie între canale trebuie să fie de cel puțin 25 dB. Pentru aceasta distanța dintre piste se mărește pînă la 1,5 mm, iar între capetele magnetice se introduce un ecran de permalloy (fig. 14-58).

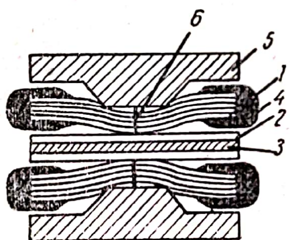


Fig. 14-58. Principiul de construcție a capului pentru înregistrarea și redarea stereofonică:

1 — cap compus din semiinele îndoite; *2* — garnitură nemagnetică; *3* — ecran de permalloy; *4* — bobină; *5* — placă laterală pentru strîngerea capului; *6* — fantă de lucru.

Poziția optimă a microfoanelor la înregistrare se determină pe cale experimentală. Distanța dintre microfoane (1,5—5 m) se stabilește în funcție de caracterul înregistrării. Reglarea amplificării se face concomitent la ambele canale de înregistrare. Pentru control se folosesc două indicatoare de nivel (cîte unul pentru fiecare canal) și două difuzoare, sau o cască montată special, care are capsula din dreapta legată la canalul din dreapta, iar capsula din stînga — la canalul din stînga. Ascultînd înregistrarea se poate aprecia stereofonia și la nevoie se poate alege o poziție mai bună a microfoanelor.

La redarea unei înregistrări stereofonice, trebuie să se găsească poziția optimă a difuzoarelor pentru încăperea respectivă. Amplificarea, caracteristicile de frecvență ale ambelor canale și difuzoarelor trebuie să fie identice.

Stereofonia cu două canale poate fi realizată și prin alte procedee. Astfel, în loc de două microfoane montate în locuri diferite, se pot folosi două microfoane montate unul deasupra celuilalt. Microfoanele trebuie să aibă curbele de directivitate în formă de cardioidă. Ele se montează astfel încît unul dintre ele să primească sunetele din dreapta, iar celălalt pe cele din stînga (fig. 14-59). Acest procedeu este mai indicat din punct de vedere al exploatării decît procedeul cu microfoane distanțate, însă senzația sonoră spațială este ceva mai slabă, deoarece localizarea sursei de sunet se face doar datorită intensității diferite cu care acest sunet impresionează cele două microfoane. Efectul suplimentar datorit diferenței de timp cu care unda sonoră parcurge distanța de la sursă pînă la fiecare din cele două microfoane aici lipsește cu desăvîrșire.

În locul recepționării cu ajutorul microfoanelor a părții din dreapta și din stînga a cîmpului sonor se poate face o recepție separată a mijlocului (M) și a părților laterale (S) ale cîmpului sonor. Acest gen de sonorizare, cunoscut sub denumirea de „procedeu *MS*", folosește două microfoane montate în același loc, unul avînd caracteristica în formă de cardioidă pentru recepționarea părții centrale a cîmpului sonor, iar celălalt cu caracteristica de directivitate în formă de 8 — pentru recepționarea părților laterale (fig. 14-60). Faza forței electromotoare, dezvoltată de cel de-al doilea microfon sub acțiunea sursei de sunet aflată în dreapta, este decalată cu 180° față de forța electromotoare dezvoltată de sursa din stînga. De aceea, dacă se însumează forțele electromotoare ale ambelor microfoane, caracteristica de directivitate rezultantă este alungită spre dreapta, iar dacă forțele electromotoare se scad, caracteristica este alungită spre stînga. Făcînd suma și diferența la înregistrare sau la redare, cu ajutorul montajului indicat în fig. 14-61, se poate obține separarea părții din dreapta de cea din stînga, necesară pentru stereofonie.

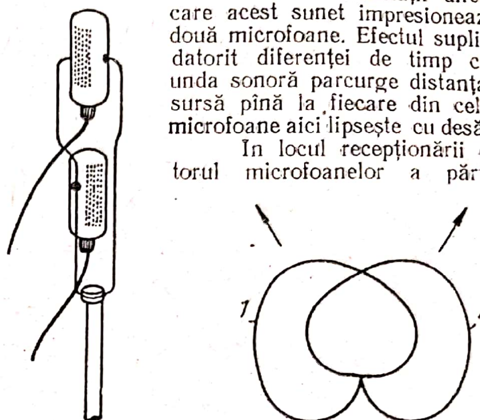


Fig. 14-59. Microfoane combinate pentru înregistrarea stereofonică a sunetului:

1 — caracteristica de directivitate a microfonului superior; *2* — caracteristica de directivitate a microfonului inferior.

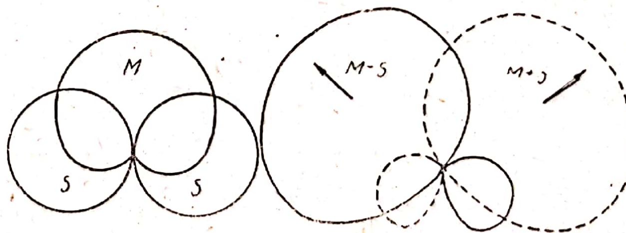


Fig. 14-60. Caracteristicile de directivitate în cazul înregistrării stereofonice prin procedeul *MS*. În dreapta sînt reprezentate caracteristicile obținute prin însumarea ($M+S$) și prin scăderea ($M-S$) semnalelor de la cele două microfoane.

Este posibilă realizarea așa-numitelor sisteme compuse de înregistrare stereofonică a sunetului. Aceste înregis-

trări se pot reproduce cu aparate obişnuite nestereofonice — obţinînd în acest caz o redare normală, monofonică a sunetului.

Trebuie să amintim că la magnetofoanele nestereofonice, de uz comun, se foloseşte înregistrarea pe două piste dispuse aşa cum s-a arătat în fig. 14-4. Dacă cu aceste

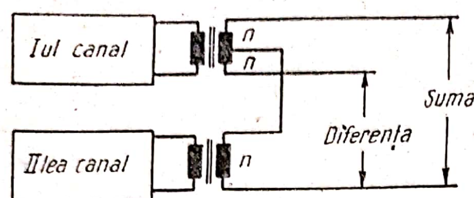


Fig. 14-61. Schema de însumare şi scădere.

magnetofoane se reproduc înregistrări stereofonice, executate ca în fig. 14-57, se va auzi doar canalul din stînga. Suprapunerea este imposibilă în acest caz. Spre deosebire de acest sistem, la procedeul *MS* se obţine suprapunerea dacă pe pista nr. 1 (fig. 14-57) se înregistrează semnalul *M*, produs de partea centrală a cîmpului sonor.

Sisteme cu suprapunere pot fi obţinute şi cu ajutorul microfoanelor care recepţionează separat partea din dreapta *D* şi cea din stînga *S* a cîmpului sonor. În acest caz, în timpul înregistrării trebuie să se facă cu ajutorul montajului indicat în fig. 14-61 însumarea şi scăderea, înregistrînd semnalul $D+S$ pe pista nr. 1, iar semnalul $D-S$, pe pista nr. 2. Un magnetofon nestereofonic va reda semnalul $D+S$, care reprezintă întregul cîmp sonor.

Pentru redarea stereofonică a acestei înregistrări, în timpul redării trebuie să se efectueze o a doua însumare şi scădere, obţinîndu-se în primul caz $D+S+D-S=2D$, adică sunetul corespunzător părţii din dreapta, iar în al doilea caz, $D+S-D+S=2S$, adică sunetul corespunzător părţii din stînga.

14-15. ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ A SUNETULUI LA FILMĂRILE CINEMATOGRAFICE PROFESIONALE ŞI DE AMATORI

În timpul filmărilor profesionale, sunetul se înscrie pe bandă magnetică perforată de 17,5 sau 35 mm. Datorită perforaţiilor de pe purtătorul de sunet şi de pe purtătorul de imagine se păstrează cu uşurinţă sincronismul necesar. De exemplu, dacă în timpul executării unui montaj de imagine s-a îndepărtat porţiunea de peliculă dintre perforaţia 117 şi 126, din banda magnetică de sunet se îndepărtează exact aceeaşi porţiune. După montare, ambele benzi se suprapun şi de pe ele se face o copie comună (filmul de cinematograf propriu-zis).

Înregistrarea sunetului în filmările de amatori se face în majoritatea cazurilor după luarea imaginii, deoarece de obicei conţinutul înregistrării sonore îl constituie comentariile autorului în legătură cu ceea ce se proiectează pe ecran. Înregistrarea se poate face cu orice magnetofon de uz comun. În timpul înregistrării, concomitent, se proiectează filmul pe ecran, pentru ca comentariile să corespundă cu subiectul. În timpul proiecţiei, această concordanţă poate să dispară, deoarece viteza benzii în magnetofoanele de uz comun şi viteza peliculei cinematografice în aparatele de proiecţie pentru amatori variază în limite destul de largi şi astfel, în timpul redării, ele pot să difere mult de vitezele care s-au folosit la înregistrare.

O oarecare îmbunătăţire a sincronismului dintre sunet şi imagine se poate realiza dacă se foloseşte un disc stroboscopic lipit pe tamburul cu dinţi al aparatului cinematografic de proiecţie şi un reostat legat în serie cu motorul aparatului de proiecţie. Astfel se poate menţine aproximativ constantă viteza peliculei cinematografice atît în timpul înregistrării cît şi în timpul redării. Rezultate mult mai bune însă se obţin în cazul sincronizării forţate a magnetofonului cu aparatul de proiecţie.

Unul dintre procedeele de sincronizare constă în introducerea atît în magnetofon cît şi în aparatul de proiecţie a unor comutatoare inelare identice, acţionate în primul caz de banda magnetică, iar în al doilea caz de pelicula cinematografică (fig. 14-62). La vitezele nominale ale benzii şi peliculei, ambele comutatoare se rotesc cu aceeaşi viteză unghiulară. Motorul aparatului de proiecţie se alege astfel încît viteza peliculei cinematografice să fie mai mare decît cea nominală şi, de aceea, cursorul comutatorului din aparatul de proiecţie este în avans faţă de cursorul comutatorului magnetofonului. În momentul în care cursoarele închid concomitent circuitul $a—b$ motorul aparatului de proiecţie se decuplează (cu ajutorul unui releu) şi mişcarea peliculei este încetinită pînă în momentul în care cursorul comutatorului din aparatul de proiecţie rămîne puţin în urmă faţă de cursorul comutatorului din magnetofon. Atunci viteza începe din nou să crească şi procesul se repetă. Orice variaţie a vitezei benzii în magnetofon provoacă variaţii proporţionale ale vitezei peliculei cinematografice şi sincronismul dintre sunet şi imagine este satisfăcător.

Dacă sunetul se înregistrează chiar în timpul filmării şi nu ulterior, procedeul descris mai sus nu asigură sincronismul necesar, deoarece nu este exclusă influenţa variaţiei lungimii benzii din cauza întinderii şi a condiţiilor climatice. În acest caz se foloseşte aşa-numitul procedeu al „sunetului pilot". În timpul filmării, în afara sunetului util, pe banda magnetică se înregistrează un semnal (sunet pilot) produs de un generator din camera de luat imagini. Frecvenţa semnalului pilot este determinată de viteza de deplasare a peliculei cinematografice şi, la valoarea nominală a acestei viteze, frecvenţa semnalului pilot este de aproximativ 50 Hz.

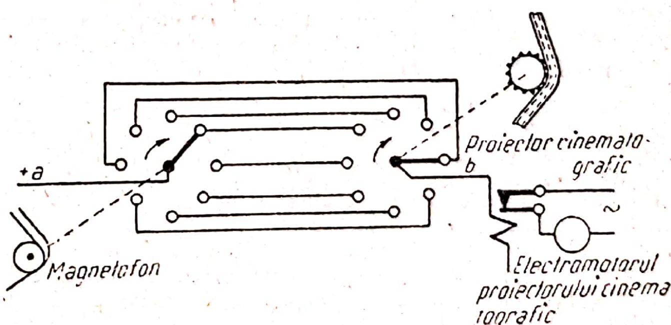


Fig. 14-62. Schema sincronizării proiectorului cinematografic cu magnetofonul.

Generatorul se construieşte de obicei sub formă de comutator, al cărui cursor este legat cu tamburul de antrenare al peliculei din camera de filmare. Semnalul pilot se poate înregistra fie pe o pistă separată, fie pe direcţia perpendiculară faţă de direcţia de înregistrare a sunetului (fig. 14-63) sau, în sfîrşit, prin adăugarea la semnalul înregistrării sonore a unui semnal ajutător cu frecvenţa de

12—16 kHz, care este modulat cu semnalul pilot. Indiferent de procedeul ales, la redare se separă semnalul pilot şi după amplificare se aplică electromotorului aparatului de proiecţie cinematografică. Astfel, magnetofonul „antrenează" aparatul de proiecţie, ceea ce asigură sincronismul dintre sunet şi imagine.

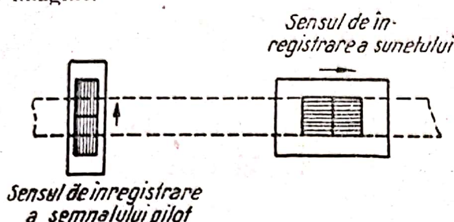


Fig. 14-63. Înregistrarea „semnalului pilot".

Pentru a reduce puterea necesară semnalului pilot, acesta se poate aplica nu direct electromotorului aparatului de proiecţie ci unui mic electromotor sincron legat rigid cu primul. Electromotorul sincron lucrează în acest caz ca o frînă sincronă.

14-16. DICTAFOANELE

Dictafonul este un magnetofon construit special pentru înregistrarea vorbirii, în scopul transcrierii ulterioare cu mîna sau la maşină. Diferenţele dintre dictafon şi magnetofonul obişnuit constau în următoarele.

1. Indicii calitativi ai dictafonului sînt relativ scăzuţi, deoarece ei trebuie să asigure doar inteligibilitatea vorbirii. Banda frecvenţelor reproduse este cuprinsă între 300 şi 4000 Hz; coeficient de detonaţie 1%; nivelul relativ de zgomot este de ordinul a —30 dB; coeficient de armonice 8—10%.

2. In scopul simplificării înregistrării consfătuirilor şi conferinţelor, cînd vorbitorii se pot afla la distanţe diferite de microfon, adesea dictafoanele sînt prevăzute cu un sistem RAA.

3. La redare, în timpul transcrierii, mecanismul de antrenare al dictafonului lucrează într-un aşa-numit „regim start-stop", adică porneşte pentru un timp scurt — se opreşte, dacă este necesară repetarea se întoarce, apoi se cuplează din nou în sens direct etc. Acest regim de funcţionare, cu un număr de 2—3 cuplări pe minut, necesită o construcţie deosebit de robustă a mecanismului de antrenare.

4. Pentru uşurarea transcrierii dictafonului este prevăzut cu comandă la distanţă în timpul redării; aceasta se realizează cu ajutorul unei pedale sau al unui mecanism mic cu claviatură fixat pe maşina de scris. Comanda permite pornirea, oprirea şi repetarea redării, fără a părăsi lucrul la maşina de scris sau fără a înceta scrisul de mînă. La folosirea unui magnetofon obişnuit, fără comandă la distanţă, transcrierea este mult mai încetă şi mai incomodă.

La unele dictafoane, după fiecare oprire a purtătorului de sunet el se deplasează automat în sens invers cu o mică distanţă (repetare automată). Datorită acestui fapt redarea începe întotdeauna cu repetarea părţii anterioare, ceea ce asigură înţelegerea mai bună a cuvintelor care coincid cu momentele pornirii şi opririi mecanismului de antrenare. Repetarea automată se realizează fie electric, prin introducerea în schema mecanismului de antrenare a unui releu de timp care cuplează pentru scurt timp mecanismul în sens de rebobinare, după fiecare oprire a purtătorului, fie mecanic. Un exemplu de repetare automată prin procedeu mecanic este ilustrat în fig. 14-64. In momentul apăsării pe comanda „stop", electromotorul dictafonului se opreşte şi axul de antrenare *3* se roteşte un timp oarecare în virtutea inerţiei. Concomitent cu aceasta, o rolă suplimentară *1* se deplasează în sensul arătat de săgeată în fig. 14-64. Această rolă depărtează banda şi rola presoare principală *2* şi inversează sensul de rotire a acesteia. Banda, strînsă între rolele *1* şi *2*, execută mişcarea în sens invers, pînă la momentul în care axul de antrenare se opreşte.

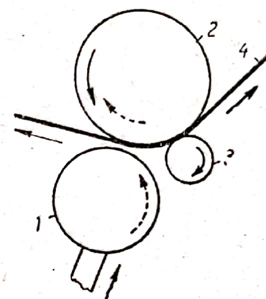


Fig. 14-64. Construcţia „autorepetorului" la dictafoane: *1* — rolă presoare auxiliară; *2* — rolă presoare principală; *3* — rolă de antrenare; *4* — bandă.

5. Deoarece înregistrările la dictafon nu se constituie în fonomontaje, ca purtător de sunet se pot folosi, pe lîngă bandă, sîrma, discul, foaia şi manşeta (v. § 14-7). Dictafoanele se împart în două grupe: cu timp de înregistrare mic (pînă la 15 min) şi cu timp de înregistrare mare (pînă la 4 ore). Primele folosesc ca purtător de sunet discul, foaia şi manşeta şi se prezintă de obicei sub formă de aparate portative. Celelalte lucrează cu bandă şi, mai rar, cu sîrmă; ele se folosesc ca aparate fixe în instituţii.

14-17. REVERBERATORUL MAGNETIC

Cu ajutorul înregistrării magnetice se poate imita fenomenul de reverberaţie în modul următor.

Oscilaţiile sonore se înscriu în mod continuu pe o bandă magnetică în circuit închis şi sînt reproduse cu mai multe capete (fig. 14-65). Fiecare dintre aceste capete reproduce înregistrarea cu o întîrziere determinată de timpul în care banda se deplasează de la capul de înregistrare la capul corespunzător de redare. Se poate alege în aşa fel numărul de spire ale diferitelor capete sau poate fi reglat amplificatorul de redare astfel încît capetele mai depărtate să reproducă sunetele mai slab. La fiecare decuplare a sursei sonore, la ieşirea instalaţiei se va observa o scădere

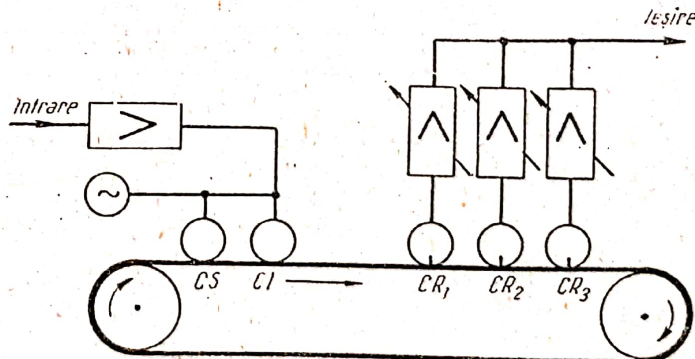


Fig. 14-65. Schema-bloc a reverberatorului magnetic.

treptată a nivelului semnalului, ceea ce constituie o imitare suficient de fidelă a fenomenului de reverberaţie.

Exactitatea imitării este cu atît mai mare cu cît este mai mare numărul capetelor de redare şi cu cît este mai mic timpul de parcurgere a unei secţiuni de bandă între două capete vecine.

Dispozitivul descris mai sus poartă numele de *reverberator magnetic*.

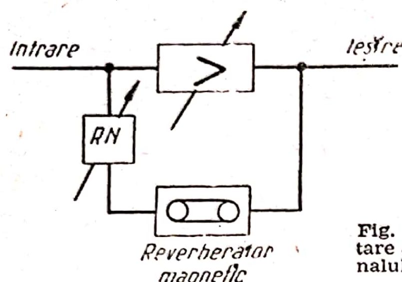


Fig. 14-66. Schema de conectare a reverberatorului în canalul de amplificare a sunetului.

Reverberatorul se conectează în paralel cu canalul principal amplificator de audiofrecvenţă prin intermediul unui regulator, cu ajutorul căruia se poate varia reverberaţia sunetului la ieşire (fig. 14-66). Funcţionarea reverberatorului se îmbunătăţeşte dacă semnalele reproduse de unele capete se înregistrează din nou pe bandă (fig. 14-67). Astfel, se imită reflexia multiplă a undelor sonore care are loc în situaţiile reale.

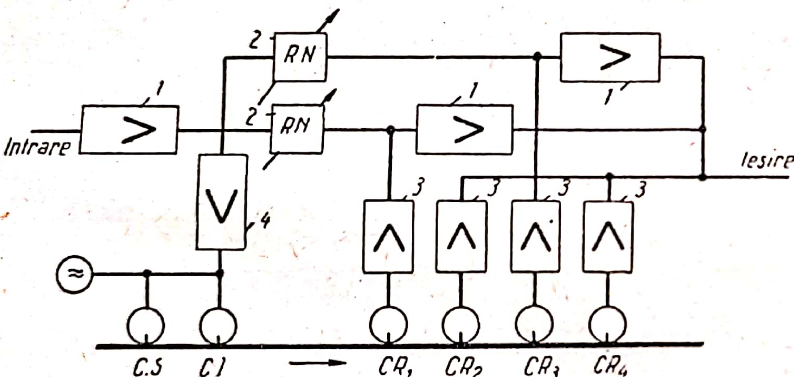


Fig. 14-67. Schema-bloc a unui reverberator magnetic perfecţionat :
1 — amplificator separator ; 2 — reglaj de nivel ; 3 — amplificator de redare ; 4 — amplificator de înregistrare.

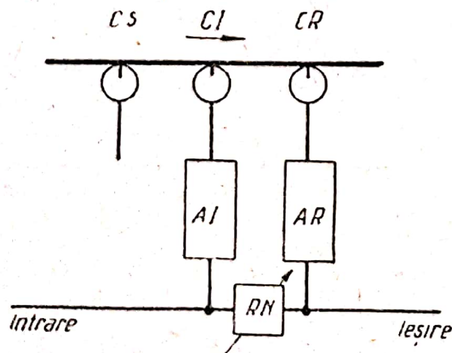


Fig. 14-68. Schema-bloc pentru realizarea reverberaţiei artificiale într-un magnetofon cu canale separate pentru înregistrare şi redare.

Pe acest principiu se poate realiza şi cea mai simplă reverberaţie artificială în orice magnetofon care are canale separate pentru înregistrare şi redare. Pentru aceasta în timpul înregistrării se aplică o parte din tensiunea de ieşire a magnetofonului la intrarea lui (fig. 14-68). Rezultate satisfăcătoare se obţin la viteze ale benzii de cel puţin 19 cm/s şi la o distanţă dintre capete de cel mult 4 cm. În caz contrar, în locul unui sunet continuu descrescător se aud semnale-ecou separate.

14-18. ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ A SEMNALELOR ULTRASONORE

Înregistrarea semnalelor în gama cuprinsă între 20 şi 150 kHz are următoarele particularităţi :

— Viteza benzii se alege în limitele 1,5—2 m/s ; lăţimea fonogramei se reduce pînă la 2,5—4 mm ; miezurile capetelor se fac din tole subţiri (50—80 μ) confecţionate dintr-un material cu pierderi mici (de exemplu HXC-50); fantele de lucru ale capetelor trebuie să aibă lăţimea de 3—4 μ. Înfăşurările capetelor se fac cu un număr mic de spire din sîrmă subţire pentru ca frecvenţa proprie de rezonanţă să fie de cel puţin 0,5·MHz.

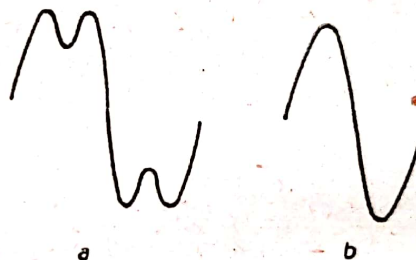


Fig. 14-69. Influenţa mărimii curentului continuu de premagnetizare asupra formei semnalului de ieşire :
***a* — în cazul premagnetizării insuficiente ; *b* — în cazul premagnetizării normale.**

Ca purtător de sunet se foloseşte bandă de tip 2, şlefuită în prealabil, sau bandă de tip 6. Întinderea benzii în timpul lucrului trebuie să fie de cel puţin 80 g la un unghi de înfăşurare a capetelor de aproximativ 165°. Cu ajutorul unor role de ghidaj, mecanismul de antrenare asigură o direcţie stabilă de deplasare a benzii, fără nici o abatare. Dacă valoarea admisibilă a nivelului relativ al zgomotelor proprii este de —20 dB, se poate folosi un regim de înregistrare cu curent continuu. Curentul continuu de ştergere se alege egal cu valoarea de vîrf a curentului de înaltă frecvenţă recomandat pentru capul respectiv, iar sensul curentului de premagnetizare se alege astfel încît forţa electromotoare dezvoltată la redare să fie maximă. Valoarea definitivă a curentului se stabileşte din condiţia ca tensiunea de ieşire, la frecvenţa cea mai mică a gamei de lucru, să nu fie distorsionată. Este posibilă şi înregistrarea pe bandă premagnetizată în prealabil. Influenţa premagnetizării în acest caz este indicată în fig. 14-69.

Dacă este necesar un raport semnal/zgomot mai mare, se foloseşte regimul de înregistrare cu premagnetizare de înaltă frecvenţă. Frecvenţa tensiunii de premagneti-

zare trebuie să fie de cel puţin 500 kHz pentru a evita bătăile dintre această frecvenţă şi armonicele ultrasunetului. Ştergerea benzii se face în acest caz (în prealabil) cu ajutorul unui electromagnet alimentat din reţeaua de curent alternativ sau (în timpul înregistrării) cu un cap de ştergere cu miez de ferită. Frecvenţa curentului de ştergere este aceeaşi ca şi a curentului de premagnetizare.

14-19. ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ A SEMNALELOR INFRASONORE

Semnalele infrasonore de frecvenţă sub 20—30 Hz nu pot fi practic reproduse pe cale obişnuită de pe un purtător magnetic, din cauza forţei electromotoare de inducţie mici (fluxul magnetic are variaţii foarte lente). De aceea, sînt necesare metode speciale, descrise în cele ce urmează.

1. Pe purtător se înregistrează o oscilaţie auxiliară de audiofrecvenţă, modulată în frecvenţă cu semnalul infrasonor. Înregistrarea şi redarea se fac cu un magnetofon obişnuit. Semnalul modulat în frecvenţă reprodus se amplifică, trece printr-un limitator şi după detecţie şi filtrare se obţine semnalul infrasonor iniţial (fig. 14-70).

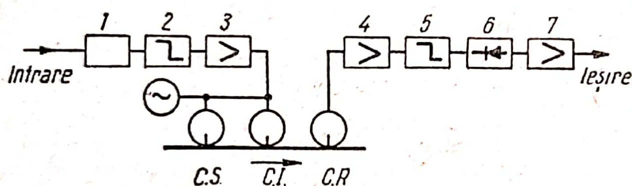


Fig. 14-70. Schema-bloc a aparatului pentru înregistrarea magnetică a oscilaţiilor infrasonore:

1 — generatorul modulat; *2* — limitator; *3* — amplificator de înregistrare; *4* — amplificator de redare; *5* — limitator; *6* — detector de frecvenţă; *7* — amplificator de oscilaţii infrasonore.

În fig. 14-71 este reprezentată schema unui generator de oscilaţii în dinţi de ferăstrău, modulat, folosit pe scară largă pentru acest fel de înregistrări. Frecvenţa purtătoare a generatorului depinde de valorile R_1C_1 şi se alege între limitele 500 şi 5000 Hz, ea trebuind să fie de zece ori mai mare decît frecvenţa infrasonoră maximă.

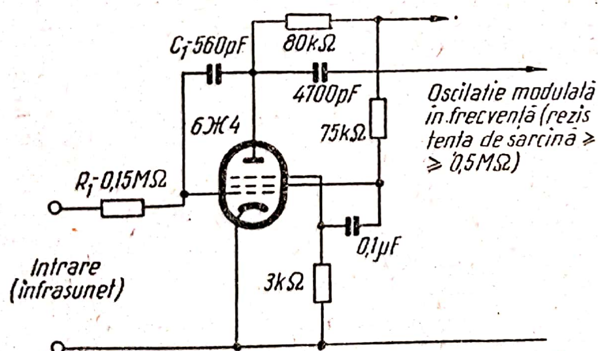


Fig. 14-71. Schema generatorului de semnal în dinţi de fierăstrău, modulat.

Schema detectorului de frecvenţă folosit la redare este reprezentată în fig. 14-72.

2. A doua metodă constă în înregistrarea semnalului infrasonor fără nici o transformare ca într-un magnetofon obişnuit, dar pentru redare se folosesc instalaţii speciale sensibile nu la viteza de variaţie a fluxului magnetic (cum sînt capetele magnetice obişnuite), ci la valoarea fluxului. Aceste instalaţii se compun dintr-un cap magnetic sensibil la flux şi un tub catodic special, introdus în interiorul capului magnetic.

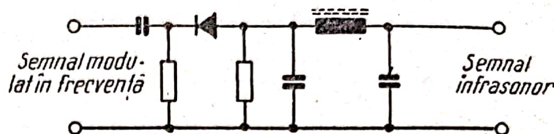


Fig. 14-72. Schema detectorului de frecvenţă.

Fluxul magnetic este modulat în capul sensibil la flux prin şuntarea periodică a fantelor din faţă şi din spate de către o armătură (fig. 14-73). Înfăşurarea forţei electromotoare induse în bobină reprezintă semnalul infrasonor, care poate fi separat prin detecţie şi filtrare. Modulaţia fluxului magnetic se poate face de asemenea prin variaţia reluctanţei miezului capului; pentru aceasta o porţiune din miezul capului se aduce periodic pînă la saturare cu ajutorul unui cîmp creat de o sursă exterioară de curent alternativ. Dimensiunile polilor capului sensibil la flux trebuie să fie de acelaşi ordin de mărime cu lungimea maximă de undă a înregistrării (pentru a evita scăderea forţei electromotoare induse de bandă).

În instalaţia care cuprinde tubul catodic special cîmpul purtătorului acţionează asupra fasciculului de electroni al tubului, pe care îl deviază astfel încît curentul anodic, ce apare, permite crearea în circuitul exterior a unei tensiuni electrice proporţionate cu fluxul din capul de redare.

3. Cea de a treia metodă, denumită „transpunere", constă în faptul că înregistrarea şi redarea se realizează ca într-un magnetofon obişnuit, cu singura diferenţă că viteza purtătorului la redare este de n ori mai mare decît la înregistrare. Valoarea lui n se alege astfel încît frecvenţa cea mai joasă înregistrată să se transforme la redare într-o frecvenţă sonoră şi să poată fi reprodusă în bune condiţiuni de un cap magnetic obişnuit.

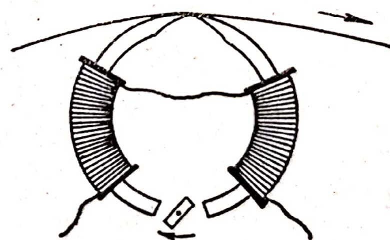


Fig. 14-73. Cap magnetic sensibil la flux.

În procesul de transpunere are loc reducerea scării timpului de n ori. Această transformare se ia în consideraţie într-o serie de cazuri. De exemplu, la analiza spectrală, este suficient să se împartă frecvenţele diferitelor componente ale spectrului la n pentru a obţine valorile frecvenţelor care compun spectrul semnalului infrasonor.

Avantajele metodei de transpunere sînt: posibilitatea folosirii aparatelor de măsurat din gama de audiofrecvenţă în scopul analizei infrasunetului şi mărirea puterii separatoare a analizei.

14-20. ÎNREGISTRAREA MAGNETICĂ A IMPULSURILOR

La înregistrarea impulsurilor dreptunghiulare nu este nevoie de un raport mare semnal-zgomot şi de aceea se foloseşte regimul de înregistrare cu ştergere în curent continuu. În acest caz, premagnetizarea nu este obligatorie. Sensul curentului în impulsuri (în capul de înregistrare) se alege astfel încît forţa electromotoare indusă de bandă să fie maximă.

Redarea impulsului înregistrat dă un salt dublu al forţei electromotoare în capul de redare (fig. 14-74). Pentru

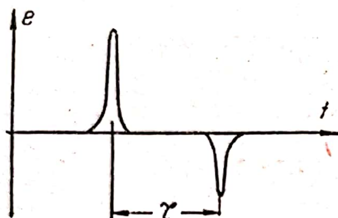


Fig. 14-74. Forţa electromotoare a capului la redarea unui impuls dreptunghiular.

valori suficient de mari ale lui τ punctele de maxim ale forţei electromotoare sînt distanţate aproximativ cu τ. Cele două maxime nu sînt egale din cauza asimetriei capetelor şi a neomogenităţii benzii.

Pentru a obţine semnalul dreptunghiular iniţial se face integrarea semnalului reprodus cu ajutorul unui circuit *RC*. Tensiunea pe condensator este în acest caz aproape dreptunghiulară. Se mai foloseşte şi o altă metodă: cu ajutorul unui detector se taie o jumătate a semnalului reprodus şi cu un limitator se formează din acesta un impuls dreptunghiular.

Dacă se menţine constantă durata τ a impulsurilor şi se măreşte numărul lor n înregistrat pe un milimetru de lungime a benzii, atunci forţa electromotoare la redare nu variază atît timp cît pe bandă nu se suprapun impulsuri vecine înregistrate; salturile forţei electromotoare scad şi distanţa dintre ele se micşorează (fig. 14-75).

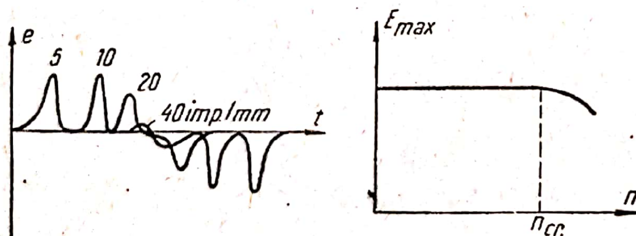


Fig. 14-75. Variaţia semnalului la redare în funcţie de densitatea impulsurilor înregistrate.

Valoarea critică a lui n poate fi calculată cu aproximaţie conform formulei:

$$n_{cr} = \frac{f_{max}}{v}$$

în care: v este viteza benzii, mm/s;

f_{max} — frecvenţa corespunzătoare forţei electromotoare maxime ce ia naştere în capul de redare, la înregistrarea (în aceleaşi condiţii) unor semnale sinusoidale.

Dacă frecvenţa de repetiţie a impulsurilor rămîne constantă şi se respectă condiţia $n < n_{cr}$ dar se reduce τ, forţa electromotoare care ia naştere în bobina acestui cap începe să scadă din momentul în care lungimea de bandă pe care este înregistrat un impuls devine egală cu lăţimea efectivă a fantei de lucru a capului de redare.

Distanţa dintre salturile forţei electromotoare (durata impulsului la redare) este mai mare decît durata impulsului înregistrat cu o valoare aproximativ egală cu:

$$\Delta\tau = \frac{l_{înreg}}{v},$$

unde: l_{inre} este lăţimea efectivă a fantei de lucru a capului de înregistrare;

v — viteza benzii.

O dată cu micşorarea timpului τ, durata impulsului reprodus tinde către valoarea $\Delta\tau$.

Într-o serie de cazuri, pentru evitarea uzurii purtătorului şi a capetelor, se prevede între ele un interstiţiu. Acesta duce la mărirea lăţimii efective a fantelor capetelor de înregistrare şi redare, la scăderea forţei electromotoare la redare, scăderea valorii n_{cr} şi mărirea duratei $\Delta\tau$. Pentru a îmbunătăţi indicii calitativi ai înregistrărilor cu interstiţiu între bandă şi capete se măreşte considerabil viteza purtătorului.

În afară de bandă, pentru înregistrarea impulsurilor se folosesc pe scară largă tamburii acoperiţi cu substanţă magnetică.

În cazul înregistrării impulsurilor pe bandă magnetică, cu mai multe piste, numărul maxim de impulsuri pe 1 mm de purtător devine mult mai mic şi este determinat în special de decalajul admisibil în timp al impulsurilor reproduse, înregistrate pe diverse piste, decalaj care se datoreşte schimbării de direcţie a benzii în timpul deplasării ei.

14-21. ÎNREGISTRAREA SEMNALELOR DE TELEVIZIUNE

Înregistrarea semnalelor de televiziune pe bandă magnetică se caracterizează prin necesitatea de a înregistra o bandă largă a frecvenţelor (50 Hz—4,5 MHz) şi prin condiţiile foarte rigide impuse stabilităţii vitezei de deplasare a benzii. Pentru înregistrare se folosesc capete cu fante de aproximativ 1—4 μ şi viteze mari de deplasare a benzii.

În sistemul Atrex, de exemplu, viteza este de aproximativ 40 m/s şi se utilizează un bloc format din 4 capete;

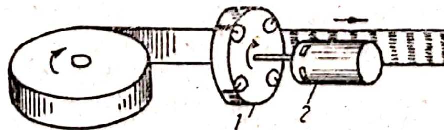


Fig. 14-76. Principiul înregistrării pe linii la aparatul Atrex (porţiunile magnetizate ale benzii sînt reprezentate haşurat):
1 — cap magnetic; *2* — motor pentru rotirea blocului de capete.

dintre acestea fiecare cap este folosit pentru înregistrarea pe direcţie transversală a unei singure linii pe o bandă magnetică lată (fig. 14-76). În acest sistem viteza de translaţie a benzii este egală doar cu 38 cm/s, fiind foarte co-

modă în exploatare. Sunetul însoţitor al imaginii se înregistrează în lungul benzii, la una din marginile acesteia, printr-un procedeu normal.

Deoarece chiar la un mecanism ideal de antrenare a benzii condiţiile de stabilitate a intervalelor de timp dintre semnalele înregistrate nu sînt respectate (din cauza neuniformităţii şi inconstanţei caracteristicilor fizico-mecanice ale benzii), se foloseşte un sistem de reglaj automat al vitezei cu ajutorul unui sistem de urmărire şi al unui sistem automat de acţionare.

14-22. DISCURILE

Discurile fabricate în prezent se împart în discuri normale, microsion şi stereofonice.

Discurile normale funcţionează cu o turaţie de 78 rot/min şi sînt calculate atît pentru redarea acustică cu ajutorul patefonului, cît şi pentru redarea electroacustică cu ajutorul picupurilor. Spre deosebire de acestea, discurile microsion şi cele stereofonice se folosesc numai pentru picup.

Mărirea duratei de redare de pe discurile microsion se realizează prin reducerea distanţei dintre două şanţuri alăturate şi prin folosirea unei turaţii mai mici a discului ($33^1/_3$ rot/min). Apropierea şanţurilor la discurile microsion face să se reducă lăţimea şi adîncimea lor; de aceea, aceste discuri au şi căpătat denumirea de microsion.

Şi în celelalte ţări străine se fabrică discuri cu durată mare de redare pentru turaţiile de 45 şi $16^2/_3$ rot/min. Particularităţile discurilor stereofonice sînt examinate în § 14-26 (v. p. 323).

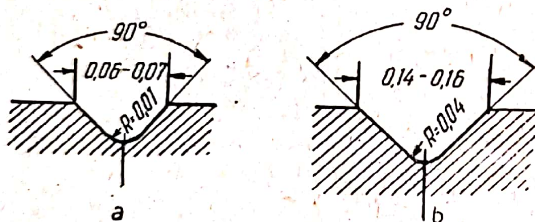


Fig. 14-77. Profilul secţiunii transversale a şanţului purtător de sunet:

a — înregistrare tip microsion; *b* — înregistrare cu şanţuri normale.

Discurile sovietice şi înregistrarea făcută pe ele trebuie să satisfacă condiţiile impuse de standardele: GOST 7893-56 (înregistrare mecanică) şi GOST 5289-56 (discuri).

In tabela 14-8 sînt date dimensiunile şi greutăţile discurilor, iar în fig. 14-77 sînt indicate dimensiunile şanţurilor sonore.

Tabela 14-8

Dimensiunile şi greutatea discurilor (GOST 5289-56)

Denumirea convenţională a formatului discului	Diametrul exterior mm	Diametrul orificiului central mm	Grosimea (maximă) mm		Greutatea (maximă), g	
			Disc normal	Disc microsion	Disc normal	Disc microsion
Φ_{20}	200±1	7+0,1	1,9	1,8	120	90
Φ_{25}	250±1	7+0,1	2,7	2,2	200	160
Φ_{30}	300±1	7−0,1	3,0	2,6	300	250

Prin eficienţa de redare a discului se înţelege intensitatea sunetului la redarea acustică sau forţa electromotoare din doză la redarea electroacustică. Ea este proporţională cu viteza oscilatorie a acului la redare sau a cuţitului la înregistrare. De aceea, viteza oscilatorie se alege ca parametru al înregistrării. Caracteristica de frecvenţă a înregistrării reprezintă variaţia vitezei oscilatorii în funcţie de frecvenţă.

Caracteristica de frecvenţă ideală este cea reprezentată în fig. 14-78. Dacă la redarea unei înregistrări făcute

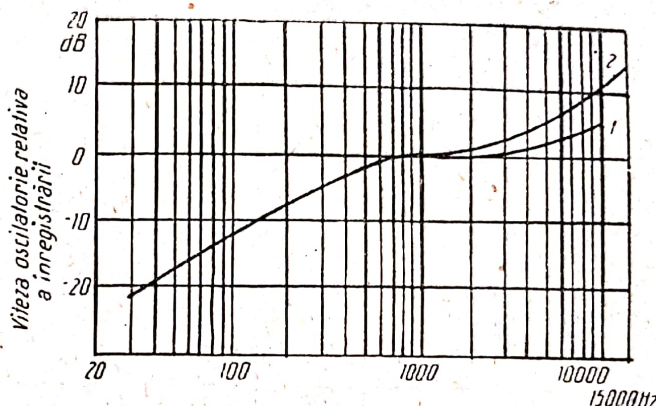


Fig. 14-78. Caracteristica de frecvenţă standard pentru înregistrare:

1 — înregistrare normală; *2* — înregistrare microsion.

cu această caracteristică se foloseşte un dispozitiv de citire ideal, forţa electromotoare dezvoltată va avea o caracteristică de frecvenţă care reproduce întocmai caracteristica înregistrării. Redarea diferitelor frecvenţe va fi totuşi neuniformă. Pentru a corecta acest defect amplificatorul de redare trebuie să aibă o caracteristică de formă inversă caracteristicii de înregistrare, adică să se realizeze accentuarea frecvenţelor joase şi o oarecare atenuare a frecvenţelor înalte. In practică la amplificatorul de redare mai trebuie corectată şi imperfecţiunea dispozitivului de citire. De aceea, amplificatorul cel mai potrivit pentru redarea discurilor este prevăzut cu două reglaje de ton separate, unul pentru frecvenţe joase şi altul pentru frecvenţe înalte.

Nivelul maxim al înregistrării corespunde unei amplitudini a vitezei oscilatorii de 18,4 cm/s pentru înregistrările normale şi 12,2 cm/s pentru înregistrările pe discuri microsion. Cînd caracteristica de frecvenţă este de forma celei reprezentate în fig. 14-78, aceasta corespunde unei deplasări maxime a cuţitului din poziţia neutră cu cel mult 40 μ, pentru înregistrările normale, şi 25 μ, pentru înregistrările pe discuri microsion. Nivelul înregistrării pe disc se controlează uşor după aşa-numita lucire (imaginea luminoasă care se observă pe suprafaţa discului atunci cînd acesta este iluminat cu un fascicul de raze paralel). Lăţimea părţii luminoase nu trebuie să depăşească 45 mm la înregistrările normale şi 75 mm la înregistrările pe discuri microsion.

Tehnologia de fabricaţie a discurilor

Prima înregistrare se efectuează cu maşini speciale pe un disc de aluminiu sau de sticlă, acoperit cu un strat de lac întărit (aşa-numitul ton-disc). La fiecare rotaţie a discului, dispozitivul de înregistrare (recorderul) se deplasează automat către centrul discului, cuţitul descriind un şanţ spiral modulat.

După înregistrare, suprafața ton-discului se acoperă cu un strat subțire de argint peste care se aplică, într-o baie galvanică, un strat gros de cupru. După detașarea de pe ton-disc acest strat de cupru formează primul original. Primul original, a cărui suprafață are un relief negativ față de cea a ton-discului, poate fi folosit ca matriță pentru presarea discurilor.

Ca material pentru discuri se folosește un amestec de materiale plastice cu o umplutură oarecare, sau un material plastic simplu (de exemplu vinilitul). In practică, pentru a păstra primul original, se reproduce pe cale galvanică al doilea original, de pe acesta se reproduce al treilea și așa mai departe, iar ca matriță se folosește originalul al treilea, al cincilea sau al șaptelea.

Pasul variabil

Pentru a mări durata de înregistrare la discurile microsion se folosește un reglaj automat al pasului (al distanței dintre două șanțuri vecine), astfel încît la semnale slabe această distanță să fie mai mică, iar la semnale puternice să se mărească. Reglajul se efectuează la reimprimarea de pe bandă de magnetofon pe ton-disc.

Schema-bloc a acestei instalații este reprezentată în fig. 14-79. Capul magnetic principal *1* reproduce semnalul înregistrat pe bandă, care apoi este amplificat în amplificatorul *2* și se înscrie pe ton-disc de către recorderul *3*. Dispozitivul de deplasare *4* a recorderului, acționat de motorul principal *5*, este comandat de un dispozitiv electronic *6*, care la rîndul său acționează sub influența semnalelor culese de capul magnetic auxiliar *7* (montat înaintea capului principal *1*). Datorită poziției capului auxiliar, pasul înregistrării se reglează proporțional cu amplitudinea semnalului care se înregistrează de pe banda magnetică.

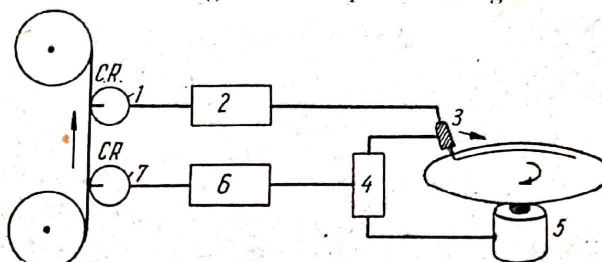


Fig. 14-79. Schema-bloc a instalației pentru obținerea pasului variabil la înregistrarea pe discuri.

14-23. DOZE DE CITIT DISCURI

Marca	Sensibilitatea minimă mV/cm·s	Gama frecvențelor redate, Hz	Greutatea (la vîrful acului), g	Bobina: Numărul de spire	Bobina: Sîrma	Bobina: Rezistența înfășurării Ω
Uzina „Radist" (electromagnetic)	—	75—4500	120	6000	ПЭЛ 0,05	3000
3-96 „Acord" (electromagnetic)	—	50—5500	90	4500	ПЭЛ 0,05	1600
3-94 (electromagnetic)	—	75—6500	60	4500	ПЭЛ 0,05	1600
АПР (piezoelectric cu element de sare Seignette)	—	Are un vîrf pe frecvența de 6000—7000	70—80	—	—	—
ПЗ-1 (piezoelectric cu element de sare Seignette)	—	Are un vîrf pe frecvența de 6000—7000	70—80	—	—	—
ЗПК-56 (piezoelectric cu element ceramic de titanat de bariu) [1]	75	30—12000	12	—	—	—
ЗУФ-52 (piezoelectric cu cristal de fosfat de amoniu) [1], [2]	100	30—7000	15 și 30	—	—	—
УЭЗ-1 (electromagnetic de la receptorul cu picup „Daugava") [1], [3]	50	60—7000	16	—	—	—

[1]) Indicate atît pentru redarea discurilor normale cît și a celor microsion.
[2]) Nu se recomandă să se folosească cînd umiditatea relativă a atmosferei înconjurătoare întrece 85%.
[3]) Nu se recomandă folosirea în cazul cînd platanul picupului este de oțel.

14-24. PICUPURI CU ȘI FĂRĂ AMPLIFICATOR

Denumirea	Doza	Motorul	Turația rot/min	Tensiunea rețelei, V	Puterea consumată, W	Puterea de ieșire, W	Greutatea kg
„Avrora"	Piezoelectric	Asincron	78 și 33,3	127 și 220	Maximum 18	—	4,5
„Elfa-7"	Idem	Asincron, tip ДАП-1	78 și 33,3	127 și 220	Idem	—	4,5
„Taiga"	Idem	Asincron	78 și 33,3	127 și 220	35	1	7,8
„Volga"	Idem	Idem	78 și 33,3	127 și 220	35	1	5,8

14-25. ACELE DE PATEFON

Acele din oţel (GOST 1117-51) sînt destinate doar pentru redarea discurilor normale. Dimensiunile acelor sînt indicate în fig. 14-80. Acele se confecţionează pentru redări cu volum mare şi cu volum redus; denumirile corespund intensităţii sonore obţinute la redarea acustică.

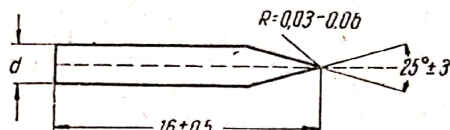


Fig. 14-80. Ace de patefon din oţel. Pentru sunete puternice d=1,4 mm ; pentru sunete slabe d=1 mm.

Acele pentru redarea cu volum redus sînt mai elastice; ele uzează mai puţin discul dar redau mai slab frecvenţele înalte. De aceea, se recomandă folosirea acestor ace la redarea electroacustică.

Cu un ac din oţel se poate reda în condiţii bune doar o singură faţă a discului.

Acele din corund (GOST 7765-55) se împart în ace pentru discuri normale (КИО) şi ace pentru discuri microsion (КИД), care se deosebesc prin dimensiunile lor.

Ambele tipuri de ace se folosesc cu monturi (la dozele cu ace ataşabile, care au la vîrful acului o greutate de cel mult 30 g — pentru acele КИО şi cel mult 16 g — pentru acele КИД) şi fără monturi (la dozele cu ac fix, care au greutatea la vîrful acului de cel mult 12 g). Montura acelor КИД este de culoare roşie.

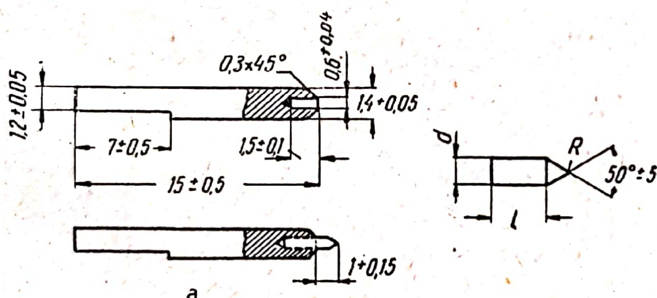


Fig. 14-81. Ace de patefon din corund :

a — ac montat în suport ; b — ac fără suport. Dimensiunile acelor în suport : l=25±0,1 mm ; $d=0{,}6_{-0{,}01}$. Dimensiunile acelor fără suport : pentru ace КИО, l=1,7 ± 0,1 ; $d=0{,}4_{-0{,}02}$; $R=0{,}06^{+0{,}01}_{-0{,}005}$; pentru ace КИД, l=2 ± 0,1 ; $d=0{,}6_{-0{,}02}$; $R=0{,}027^{+0{,}005}_{-0{,}003}$.

Dimensiunile acelor şi ale monturilor sînt indicate în fig. 14-81.

14-26. DISCURILE STEREOFONICE

Discurile stereofonice fac parte din categoria discurilor microsion. In comparaţie cu acestea, dimensiunile şanţurilor purtătoare de sunet sînt şi mai mici. Aceste discuri, de obcei, necesită la redare o turaţie de 33¹/₃ rot/min.

Discurile stereofonice conţin o înregistrare făcută pe două canale, executată cu un singur cuţit într-un şanţ comun. Inregistrările canalelor (din stînga şi din dreapta) sînt imprimate pe peretele din stînga şi respectiv pe cel din dreapta al şanţului (fig. 14-82). Fiecare direcţie de înregistrare formează cu planul discului un unghi de 45°, din care cauză înregistrarea se notează cu 45/45.

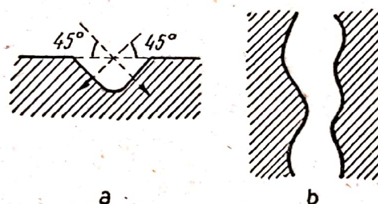


Fig. 14-82. Inregistrarea stereofonică a ambelor canale într-un singur şanţ :

a — direcţiile înregistrărilor ; b — aspectul şanţului privit de sus.

Inregistrarea stereofonică se efectuează folosind un recorder special, căruia i se aplică tensiunile de la două canale de amplificare. Cuţitul recorderului execută o mişcare complexă pe două direcţii perpendiculare între ele.

Discurile stereofonice se pot reproduce cu o doză obişnuită, pentru discuri microsion, obţinîndu-se în acest caz suma celor două canale (din stînga şi dreapta), adică o redare monoaurală normală.

Dozele stereofonice sînt de mai multe tipuri: piezoelectrice, electromagnetice şi electrodinamice. Ele dau în timpul reproducerii două semnale separate, corespunzătoare canalului din dreapta şi celui din stînga. Fiecare dintre aceste semnale este amplificat şi aplicat la două difuzoare separate sau la două grupe de difuzoare aşezate la o distanţă de 2—4 m între ele. Poziţia optimă a difuzoarelor se alege pentru fiecare încăpere în parte.

Pentru păstrarea efectului de stereofonie trebuie ca amplificările şi caracteristicile de fază şi de frecvenţă ale ambelor canale să fie identice, ceea ce se realizează practic prin folosirea amplificatoarelor şi a difuzoarelor identice. Reglajele amplificării şi tonului se pot face simultan, prin monocomandă, pentru ambele canale. Pe lîngă aceasta, cele două canale trebuie să fie sinfazice, ceea ce se verifică uşor reproducînd un disc microsion nestereofonic. In cazul cînd fazele sînt bine alese, intensitatea de redare a frecvenţelor joase creşte în momentul conectării celui de-al doilea canal, iar în cazul alegerii incorecte a fazelor, intensitatea scade. In acest din urmă caz trebuie inversate la unul din canale conductoarele care duc spre doză sau spre difuzor.

MĂSURĂRI

15-1. INSTRUMENTE DE MĂSURAT CU AC INDICATOR

Schema constructivă și reprezentarea simbolică a instrumentului	Principiul de funcționare, proprietățile și domeniul de folosire	Schema constructivă și reprezentarea simbolică a instrumentului	Principiul de funcționare, proprietățile și domeniul de folosire
	Instrumente magneto-electrice — În cîmpul unui magnet permanent *M* este situată o bobină mobilă *B* prin care trece curentul de măsurat. Unghiul de rotire al bobinei, care învinge reacția arcului spiral *A*, este direct proporțional cu curentul. Poziția de zero a acului se reglează cu ajutorul aceluiași arc spiral *A*. — Instrumentul dă o precizie mare a măsurării. Scara instrumentului este liniară și uniformă. Curentul consumat de voltmetrele obișnuite este de 1—10 mA, la voltmetrele foarte sensibile este de 25—250 μA, iar la ampermetre 5—30 mA. Rezistența internă a voltmetrelor este de 100—1000 Ω/V, iar la tipurile speciale ajunge pînă la 20 000 Ω/V. — Instrumentele magnetoelectrice se folosesc pentru măsurarea curentului și tensiunii continue. Cu detector, se utilizează pentru măsurarea curenților și tensiunilor alternative de joasă frecvență, iar cu termocuplu, pentru măsurarea curenților de înaltă frecvență.		**Instrumente electro-dinamice** — Instrumentul se compune dintr-o bobină fixă B_1 și una mobilă B_2, care se rotește în interiorul bobinei B_1. Unghiul de rotire al bobinei B_2 depinde de intensitatea curentului ce trece prin ambele bobine. — Scara instrumentului este patratică și neuniformă. Curentul consumat și rezistența internă depind de construcția instrumentului. — Se folosesc pentru măsurarea curenților și tensiunilor continue și alternative de joasă frecvență, precum și pentru măsurarea puterii.
			Instrumente electro-magnetice Curentul trece prin înfășurarea unei bobine plate fixe *B*, în interiorul căreia se rotește o plăcuță *P* așezată excentric, confecționată din oțel moale. Plăcuța este atrasă în interiorul bobinei de către cîmpul magnetic creat de curentul de măsurat. Scara instrumentului este patratică și neuniformă. Curentul consumat este de

Schema constructivă și reprezentarea simbolică a instrumentului	Principiul de funcționare, proprietățile și domeniul de folosire
	10—50 mA. Rezistența internă a voltmetrelor este de aproximativ 30 Ω/V. Aceste instrumente se folosesc pentru măsurarea curenților continui și alternativi de frecvență industrială.
	Instrumente electrostatice Instrumentul se compune din plăcuțe fixe *A* și plăcuțe mobile *B*. Tensiunea de măsurat se aplică cu un pol la plăcuțele fixe, iar cu celălalt la plăcuțele mobile, care sînt atrase între cele fixe. Unghiul de deviere a acului indicator depinde de tensiunea aplicată. Acest aparat nu consumă practic nici o energie. Scara este comprimată la început și aproape uniformă în rest. Se folosesc pentru măsurarea tensiunilor înalte în circuitele de curent continuu și alternativ.
	Instrumente termice Un fir subțire de platină-iridiu *F* bine întins se încălzește datorită curentului de măsurat care îl străbate. Alungirea firului, datorită acestei încălziri, provoacă devierea acului indicator. Scara instrumentului este patratică și uniformă. Rezistența firului este de ordinul a 0,1 Ω. Aceste instrumente nu sînt influențate de cîmpurile exterioare. Indicațiile depind de temperatura ambiantă. Se folosesc pentru măsurarea aproximativă a curenților alternativi de înaltă frecvență.

Schema constructivă și reprezentarea simbolică a instrumentului	Principiul de funcționare, proprietățile și domeniul de folosire
a b	**Instrumente cu detector** Tensiunea alternativă (sau curentul) de măsurat este redresată cu ajutorul redresorului *R* (de obicei cu cuproxid) și se aplică apoi la un instrument magnetoelectric (*I*). Redresarea se poate face fie pentru o singură alternanță (fig. *a*), fie pentru ambele alternanțe (cu puntea din fig. *b*). Scara este comprimată la început și aproape uniformă în rest. Instrumentele sînt foarte sensibile și se caracterizează printr-un consum scăzut de curent.
	Instrumente termoelectrice Curentul de măsurat trece prin firul *F* și încălzește locul sudurii termocuplului (compus dintr-un fir de oțel *O* și unul de constantan *C*). Intre aceste fire apare o forță termoelectromotoare care dă naștere unui curent continuu ce trece prin instrumentul magnetoelectric *I*. Instrumentul este gradat direct în valori ale curentului alternativ care circulă prin firul *F*. Scara instrumentului este neuniformă, aproape patratică. Precizia este redusă, fiind de ordinul 2,5% la frecvențe industriale și 5% la frecvențe înalte. Se folosesc pentru măsurarea curenților alternativi de joasă și înaltă frecvență. Se folosesc pentru măsurarea curenților și tensiunilor de frecvență pînă la cîțiva kiloherți.

15-2. REPREZENTĂRILE CONVENŢIONALE ALE CARACTERISTICILOR TEHNICE PE CADRANELE INSTRUMENTELOR DE MĂSURAT

Caracteristica tehnică	Reprezentarea convenţională	Caracteristica tehnică	Reprezentarea convenţională
Voltmetru	V	Instrument cu clasa de precizie 2,5	(2,5)
Ampermetru	A	Izolaţia instrumentului s-a verificat la o tensiune de 2 kV	⚡2kV
Ohmmetru	Ω	Instrumentul lucrează în poziţie verticală	↑
Instrument pentru curent continuu	—	Instrumentul lucrează în poziţie orizontală	→
Instrument pentru curent alternativ	∼	Instrumentul se montează înclinat cu 60°	∠60°
Instrument pentru curent continuu şi alternativ	≂	Semn de avertizare pentru înaltă tensiune	⚡⚡

15-3. CLASE DE PRECIZIE

După gradul de precizie a măsurărilor, aparatele de măsurat se împart în şapte clase: 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5 şi 4 (GOST 1845-52).

Clasa caracterizează eroarea maximă admisibilă a măsurării şi o exprimă în procente din indicaţia maximă a scării. Eroarea poate fi pozitivă sau negativă, adică aparatul poate indica atît valori mai mari cît şi valori mai mici.

Indicii	Instrumente de înaltă precizie			Instrumente tehnice			
Clasa de precizie	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	4
Eroare admisibilă în procente faţă de limita superioară a scării	±0,1	±0,2	±0,5	±1	±1,5	±2,5	±4

De exemplu, voltmetrul de clasă 1,5 cu scara de 300 V poate da într-o anumită porţiune a scării o eroare pînă la ±1,5% din 300 V, adică ±4,5 V. Eroarea unui voltmetru de clasă 0,2 cu aceeaşi scară nu ajunge să fie mai mare de ±0,2% din 300 V, adică ±0,6 V.

Aparatele cu eroarea mai mare de 4% sînt considerate în afara claselor de precizie.

15-4. MĂSURAREA CURENTULUI, TENSIUNII ŞI PUTERII

Principiile de măsurare a curenţilor şi tensiunilor sînt identice atît pentru curentul continuu cît şi pentru curentul alternativ de orice frecvenţă. La măsurările efectuate în audio şi în înaltă frecvenţă trebuie luate însă precauţii pentru înlăturarea erorilor introduse de capacitatea proprie a circuitului de măsurare şi a elementelor lui.

Măsurarea curentului

Instrumentul de măsurat (ampermetrul sau miliampermetrul) se conectează în serie cu sarcina în orice punct al circuitului studiat (schema *a* din fig. 15-1).

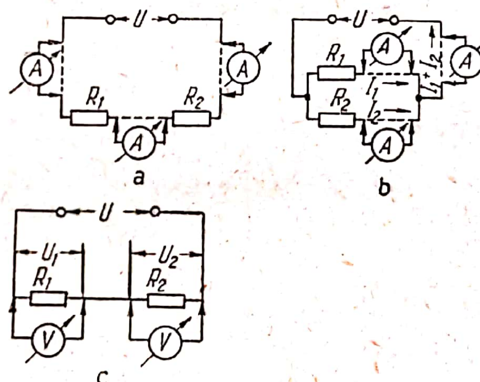


Fig. 15-1. Scheme pentru măsurarea curentului şi tensiunii.

La măsurările efectuate pe braţele paralele ale circuitului instrumentul se conectează în serie cu braţul considerat (schema *b* din fig. 15-1).

Rezistenţa internă a instrumentului trebuie să fie mică în comparaţie cu rezistenţa circuitului în care se face măsurarea pentru a evita erorile datorite scăderii inadmisibile a curentului măsurat în momentul conectării instrumentului.

Curentul poate fi determinat şi prin măsurarea căderii de tensiune la capetele unei rezistenţe de valoare cunoscută (schema *c* din fig. 15-1). In acest caz, curentul se calculează conform relaţiei:

$$I = \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2}.$$

Măsurarea tensiunii

Instrumentul de măsurat (voltmetrul) se conectează în paralel cu porțiunea de circuit în care se face măsurarea (schema *c* din fig. 15-1).

Procedeele cele mai des folosite pentru măsurarea tensiunii (cu ajutorul instrumentelor magnetoelectrice, electromagnetice, electrodinamice și termice) constau de fapt în măsurări de curent, deoarece prin instrument circulă un curent mic care depinde de tensiunea existentă între punctele de conectare ale instrumentului de măsurat. Scara instrumentului este gradată în volți. Doar voltmetrele electrostatice și electronice reacționează direct la tensiune și nu la curent.

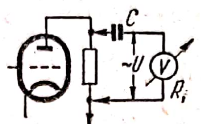


Fig. 15-2. Schema pentru măsurarea tensiunii alternative, atunci cînd în circuit există o componentă continuă.

Rezistența internă a voltmetrului trebuie să fie cît mai mare în comparație cu rezistența porțiunii de circuit în care se face măsurarea, pentru a evita erorile datorite efectului de șuntare a circuitului în momentul conectării instrumentului.

La măsurarea tensiunii alternative într-o porțiune de circuit în care există și o componentă continuă voltmetrul de curent alternativ se conectează printr-un condensator (fig. 15-2). Reactanța condensatorului,

$$X_{C(\Omega)} = \frac{10^6}{2\pi f_{\text{(Hz)}} C_{(\mu F)}},$$

trebuie să fie mult mai mică decît rezistența instrumentului, adică

$$\frac{10^6}{2\pi f C} \ll R_i,$$

unde R_i este rezistența instrumentului plus rezistența adițională pentru scara respectivă.

Exemplu. f=1000 Hz; R_i=250 000 Ω; C=0,1 μF.

În acest caz se obține:

$$X_C = \frac{10^6}{2 \times 3{,}14 \times 1000 \times 0{,}1} \approx 1500\ \Omega.$$

Deoarece 1500≪250 000, condiția este satisfăcută.

Măsurarea puterii

Procedeul cel mai răspîndit pentru determinarea puterii constă în efectuarea unei măsurători indirecte, în care se măsoară curentul și tensiunea, iar puterea se deduce din calcul:

$$P_{(W)} = I_{(A)} U_{(V)}.$$

Dacă tensiunea este cunoscută, este suficient să se măsoare doar curentul, iar dacă este cunoscut curentul, se măsoară numai tensiunea.

Dacă se cunoaște rezistența de sarcină, puterea se determină măsurînd curentul:

$$P_{(W)} = I^2_{(A)} R_{(\Omega)},$$

sau măsurînd tensiunea:

$$P_{(W)} = \frac{U^2_{(V)}}{R_{(\Omega)}}.$$

Exemplul 1. I=50 mA; R=1000 Ω. Se calculează: $P=0{,}05^2 \times 1000 = 0{,}25$ W.

Exemplul 2. U=100 V; R=1000 Ω.

Se calculează: $P = \frac{100^2}{1000} = 10$ W.

Instrumentele speciale construite cu două cadre (wattmetrele) permit măsurarea concomitentă a tensiunii și curentului. Scara acestor aparate este gradată direct în valori ale puterii.

15-5. MĂSURAREA REGIMULUI TUBURILOR

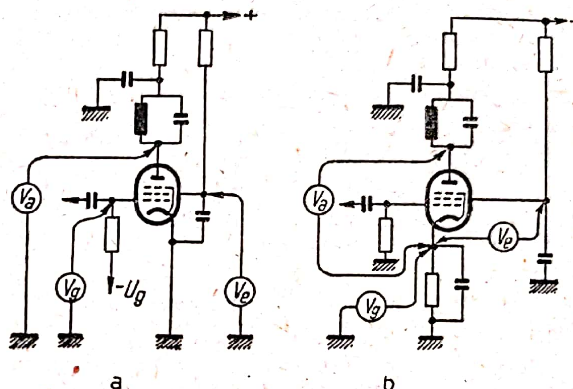


Fig. 15-3. Măsurarea tensiunii la electrozii tubului: *a* – în montajele cu catodul la masă; *b* – în montajele cu negativare automată.

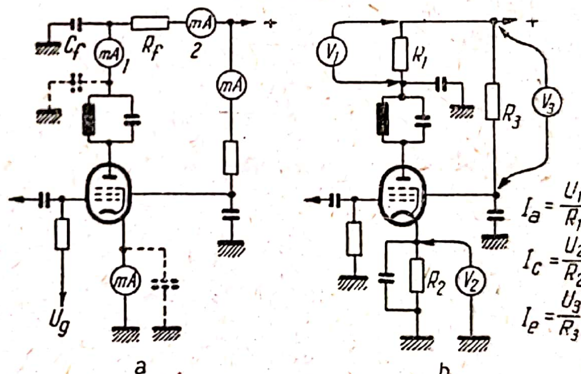


Fig. 15-4. Măsurarea curentului în circuitele electrozilor tubului: *a* – cu ajutorul miliampermetrului (*1* – fără filtru de decuplaj; *2* – cu filtru de decuplaj $R_f C_f$); *b* – cu ajutorul voltmetrului.

15-6. LĂRGIREA LIMITELOR DE MĂSURARE

La măsurarea curenților, pentru lărgirea limitelor de măsurare, se conectează în paralel cu instrumentul o rezistență $R_ș$ (denumită șunt), a cărei valoare se alege în funcție de rezistența internă a instrumentului propriu-zis R_i și de noua limită de măsurare (fig. 15-5).

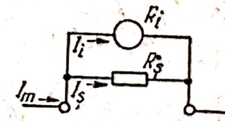


Fig. 15-5. Șuntarea instrumentului pentru lărgirea limitelor de măsurare a curentului.

Datorită șuntului scade curentul care circulă prin instrumentul de măsurat,

$$I_i = I_m \frac{R_i + R_ș}{R_ș}; \quad R_ș = R_i \frac{I_m}{I_i - I_m}.$$

In aceste relații I_l este intensitatea maximă a curentului de măsurat;

I_m — curentul care produce deviația maximă a acului instrumentului fără șunt;

Valorile I_m și I_l se iau în aceleași unități (A sau mA).

Exemplu. R_i=20Ω; I_m=10 mA; I_l=50 mA.

Se calculează: $R_ș=20\frac{10}{50-10}=5$ Ω.

Valorile elementelor $R_{ș1}$, $R_{ș2}$ și $R_{ș3}$ din schema *a* fig. 15-6 se calculează pentru limitele corespunzătoare ale curenților de măsurat, adică pentru I_{l1}, I_{l2} și I_{l3}, cu formula indicată mai sus.

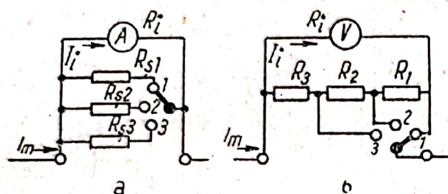


Fig. 15-6. Scheme de miliampermetre cu mai multe limite de măsurare.

In schema *b* din fig. 15-6, poziția *1* a comutatorului corespunde cu I_{l1}, poziția *2* corespunde cu I_{l2} și poziția *3* cu I_{l3}.

$$R_1+R_2+R_3=R_ș;$$

$$R_1=R_ș-\frac{I_{l1}}{I_{l2}}R_ș;$$

$$R_2=R_ș-R_1-\frac{I_{l1}}{I_{l2}}R_ș;$$

$$R_3=R_ș-R_1-R_2.$$

Valoarea lui $R_ș$ se alege astfel încît $R_ș\geqslant 10\ R_i$.

Exemplu. R_i=100 Ω; $I_{l1}\approx I_m$=1 mA; I_{l2}=5 mA; I_{l3}=10 mA.

Se alege $R_ș=10\ R_i$=1000 Ω. Se calculează:

$$R_1=1000-\frac{1}{5}\ 1000=800\ \Omega.$$

$$R_2=1000-800-\frac{1}{10}\ 1000=100\ \Omega.$$

$$R_3=1000-800-100=100\ \Omega.$$

In cazul în care este necesar un număr mai mare al limitelor de măsurare, rezistențele șunturilor respective se calculează după același principiu.

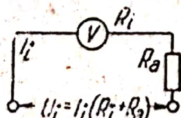


Fig. 15-7. Lărgirea limitelor de măsurare a tensiunii.

La măsurarea tensiunilor, pentru lărgirea limitelor de măsurare, se conectează în serie cu instrumentul o rezistență adițională R_a (fig. 15-7), a cărei valoare se alege în funcție de rezistența internă a instrumentului de măsurat propriu-zis R_i și de noua limită de măsurare. Datorită rezistenței adiționale scade tensiunea aplicată instrumentului propriu-zis, în raportul

$$R_a=R_i\left(\frac{U_l}{U_0}-1\right),$$

unde: U_l este valoarea maximă a tensiunii care trebuie măsurată de instrumentul cu rezistență adițională;

U_0 — valoarea maximă a tensiunii pe care o măsoară instrumentul fără rezistență adițională.

Exemplu. R_i=1000 Ω; U_0=5 V; U_l=250 V.

Pentru ca voltmetrul să poată măsura pe scară tensiunea U_l (V), valoarea rezistenței adiționale necesare se poate calcula și cu formula:

$$R_a=\frac{1000U_l}{I_m}-R_i,$$

în care I_m este curentul (mA) la care acul instrumentului deviază pe toată scara; acest curent este cu atît mai mic cu cît este mai sensibil instrumentul de măsurat.

Exemplu. R_i=100 Ω; I_m=1 mA; U_l=10 V.

Se calculează: $R_a=\frac{1000\times 10}{1}-100=9900$ Ω.

In schema *a* din fig. 15-8 rezistența adițională R_{a1} determină limita de măsurare U_{l1}; R_{a2} determină limita U_{l2}, iar R_{a3} — limita U_{l3}.

Exemplu. R_i=100 Ω; I_m=2 mA; U_{l1}=50 V; U_{l2}=150 V; U_{l3}=250 V.

Se calculează

$$R_{a1}=\frac{1000\times 50}{2}-100=24\,900\ \Omega;$$

$$R_{a2}=\frac{1000\times 150}{2}-100=74\,900\ \Omega;$$

$$R_{a3}=\frac{1000\times 250}{2}-100=124\,900\ \Omega.$$

In schema *b* din fig. 15-8 limita de măsurare U_{l1} este determinată de rezistența R_{a1}, limita U_{l2} de rezistențele $R_{a1}+R_{a2}$, iar limita U_{l3} de rezistențele $R_{a1}+R_{a2}+R_{a3}$.

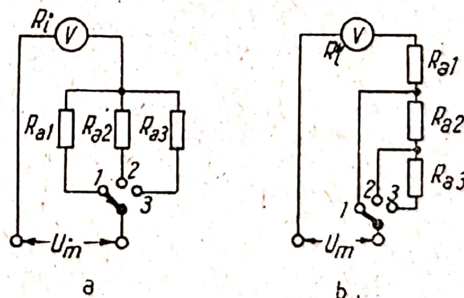


Fig. 15-8. Scheme de voltmetre cu mai multe limite de măsurare.

Exemplu. R_i=100 Ω; I_m=2 mA; U_{l1}=3 V; U_{l2}=30 V; U_{l3}=300 V.

$$R_{a1}=\frac{1000\times 3}{2}-100=1400\ \Omega;$$

$$R_{a1}+R_{a2}=\frac{1000\times 30}{2}-100=14\,900\ \Omega.$$

de unde: $R_{a2}=14\,900-1400=13\,500\ \Omega$;

$$R_{a1}+R_{a2}+R_{a3}=\frac{1000\times300}{2}-100=149\,900\ \Omega,$$

de unde: $R_{a3}=149\,900-13\,500-1400=135\,000\ \Omega$.

Rezistența internă a voltmetrului este alcătuită din rezistența bobinelor instrumentului și din rezistența adițională care lărgește limita de măsurare pentru scara respectivă. Rezistența internă a unui voltmetru cu mai multe limite de măsurare este diferită pe diversele scări în funcție de valoarea rezistenței adiționale. De aceea, voltmetrele se caracterizează prin valoarea R_i' a rezistenței interne raportată la 1 V de pe scară, valoare ce rămîne constantă pentru toate limitele de măsurare ale instrumentului considerat.

Valoarea rezistenței interne 1 V de pe scară se determină din formula:

$$R_{i'}=\frac{1000}{I_m},$$

în care I_m este curentul (mA) la care acul instrumentului deviază pe toată scara.

Exemplu. $I_m=0{,}5$ mA; Atunci

$$R_i'=\frac{1000}{0{,}5}=2000\ \Omega/\text{V}.$$

Rezistența internă R_i a voltmetrului cu scara U_i este:

$$R_i=R_i'U_i.$$

Exemplu. $U_i=250$ V; $R_i'=2000\ \Omega/\text{V}$.

$$R_i=2000\cdot250=500\,000\ \Omega.$$

Rezistențele adiționale și șunturile se pot confecționa prin conectarea combinată a rezistențelor chimice (în serie și paralel). Puterea disipată în rezistențe nu trebuie să depășească 20% din valoarea nominală specificată pe acestea.

Gradarea instrumentelor de măsurat, după lărgirea limitelor de măsurare, trebuie să se facă folosind instrumente cu cel puțin o clasă de precizie mai bună.

15-7. VOLTMETRE ELECTRONICE

Principiul de funcționare. Valoarea tensiunii (continue sau alternative) de măsurat care se aplică la grila de comandă a tubului voltmetrului se determină indirect — prin variația curentului anodic al tubului produsă de această tensiune. În cele mai răspîndite scheme de voltmetre electronice tensiunea alternativă este în prealabil redresată cu ajutorul unei diode și apoi aplicată la grila tubului voltmetrului (fig. 15-9).

Proprietăți. *La măsurarea tensiunilor continue* voltmetrul electronic prezintă o rezistență de intrare foarte mare (de ordinul a 10 MΩ sau mai mult), care nu depinde de limita de măsurare.

La măsurarea tensiunilor alternative aparatul se caracterizează de asemenea printr-o impedanță de intrare foarte mare, chiar pentru frecvențe ultraînalte (100 MHz și mai mult), iar indicațiile nu depind de frecvență.

E r o r i l e p r i n c i p a l e la măsurări sînt provocate de instabilitatea tensiunilor de alimentare și de diferența dintre parametrii tuburilor voltmetrului la înlocuirea acestora; pentru tensiunile alternative, în afară de

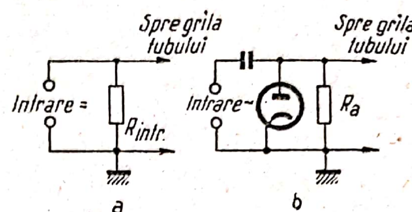


Fig. 15-9. Scheme ale circuitelor de intrare pentru voltmetrele electronice.

acestea, mai intervin erori și atunci cînd forma tensiunii de măsurat nu este perfect sinusoidală (ca aceea la care s-a făcut etalonarea). La frecvențe foarte înalte apar erori și din cauza acțiunii de șuntare a capacității de intrare.

R e z i s t e n ț a d e i n t r a r e R_{intr}, la măsurările în curent continuu, este egală cu rezistența dintre bornele de intrare ale voltmetrului (schema *a* din fig. 15-9). De obicei, la intrare este prevăzut un divizor de tensiune cu rezistența totală $\geqslant 10$ MΩ.

În curent alternativ, la frecvențe nu prea înalte, rezistența de intrare R_{intr} este aproximativ egală cu $\frac{1}{3}R_a$, unde R_a este rezistența de sarcină a diodei (schema *b* din fig. 15-9); acest montaj se numește uneori montaj cu „intrare închisă".

Măsurarea rezistenței de intrare

La intrarea voltmetrului se aplică o tensiune alternativă de frecvența necesară și se notează indicația U_1 a voltmetrului. Apoi, fără a modifica valoarea tensiunii se conectează în serie cu voltmetrul o rezistență R (chimică) și se notează noua indicație U_2. Rezistența de intrare se calculează cu formula:

$$R_{intr}=\frac{U_2R}{U_1-U_2}.$$

15-8. MĂSURAREA REZISTENȚELOR

Metoda voltmetru-ampermetru

Limitele măsurărilor sînt determinate de sensibilitatea instrumentelor de măsurat. Pentru obținerea unei precizii suficiente trebuie ca rezistența internă a voltmetrului să fie mult mai mare decît valoarea rezistenței de măsurat R_x (fig. 15-10).

Valoarea R_x se determină prin calcul în funcție de indicațiile instrumentelor:

$$R_{x\,(\Omega)}=\frac{U_{(V)}}{I_{(A)}}.$$

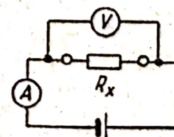


Fig. 15-10. Schema măsurării rezistențelor prin metoda voltmetru-ampermetru.

Metoda voltmetrului

Pentru ca măsurarea să se poată efectua cu montajul reprezentat în fig. 15-11 este necesar să se cunoască valoarea rezistenței interne R_i a voltmetrului. Valoarea maximă a rezistenței de măsurat este cuprinsă în limitele: $R_x \leq 10 \ldots 15 R_i$

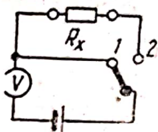


Fig. 15-11. Schema măsurării rezistențelor prin metoda voltmetrului.

Se fac două citiri: U_0 — cu comutatorul în poziția *1* și U_x — cu comutatorul în poziția *2*.

Valoarea lui R_x se determină din calcul, folosind relația:

$$R_x = R_i \frac{U_0 - U_x}{U_x}.$$

Ohmmetru conectat în serie

Limitele de măsurare sînt 1—10^5 Ω.

R_{a1}, R_{a2} și R_{a3} sînt rezistențele adiționale pentru diferite limite de măsurare; $R_ș$ — potențiometrul pentru corecția de zero (fig. 15-12).

Valoarea lui R_x se citește direct pe scara gradată în ohmi. Scara este neuniformă, fiind comprimată în partea corespunzătoare valorilor mari ale lui R_x. Gradația zero a scării este în dreapta și corespunde curentului maxim de deviere a acului instrumentului.

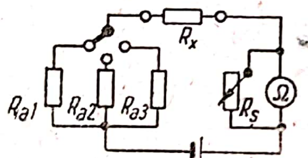


Fig. 15-12. Schema de ohmmetru conectat în serie.

Etalonarea scării se poate face folosindu-se formula:

$$R_x = R_0 \frac{I_0 - I_x}{I_x},$$

unde:

$$R_0 = R_a + \frac{R_i \cdot R_ș}{R_i + R_ș};$$

I_0 — curentul atunci cînd bornele rezistenței R_x sînt scurtcircuitate;

I_x — curentul atunci cînd rezistența R_x este conectată;

R_i — rezistența proprie a instrumentului.

Ohmmetru conectat în paralel

Limitele de măsurare sînt 0,01—10 Ω.

R_a este rezistența pentru care acul instrumentului se află în poziția de deviație maximă, atunci cînd R_x nu este conectată (fig. 15-13). Pentru obținerea unei precizii suficiente trebuie ca $R_a \gg 25\ R_i$.

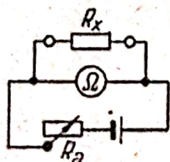


Fig. 15-13. Schemă de ohmmetru conectat în derivație.

Valoarea R_x se citește direct pe scara gradată în ohmi.

Scara este neuniformă, fiind comprimată spre valorile mari ale lui R_x. Gradația zero a scării este situată în stînga și corespunde poziției de repaus (curentul nul).

Etalonarea scării se poate face folosind formula:

$$R_x = R_i \frac{I_x}{I_0 - I_x},$$

unde I_0 este curentul de deviație maximă a acului instrumentului.

Puntea

Limitele de măsurare sînt determinate de valoarea rezistențelor R_1, R_2, R_3 și de sensibilitatea galvanometrului G (fig. 15-14).

Valoarea R_x se determină cu formula:

$$R_x = R_1 \frac{R_2}{R_3}$$

unde R_1, R_2 și R_3 sînt rezistențele pentru care se obține echilibrul punții (indicația zero a galvanometrului).

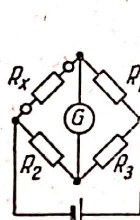


Fig. 15-14. Schema punții pentru măsurarea rezistențelor.

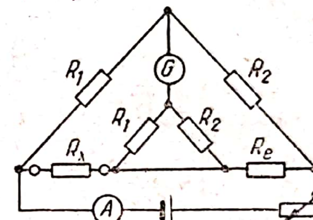


Fig. 15-15. Schema punții duble pentru măsurarea rezistențelor mici.

Puntea dublă

Această punte este folosită pentru măsurarea rezistențelor mici (sub 1 Ω).

Valoarea rezistenței R_x (fig. 15-15) se determină, în poziția de echilibru a punții, cu formula:

$$R_x = R_e \frac{R_1}{R_2}.$$

15-9. MĂSURAREA CAPACITĂȚILOR

Metoda voltmetru-ampermetru

La frecvența curentului de 50 Hz această metodă se folosește pentru măsurarea capacităților mari ($C_x \gg 1$ μF).

Limitele măsurărilor pot fi lărgite prin mărirea frecvenței curentului și a sensibilității miliampermetrului *mA* (fig. 15-16). De exemplu la frecvența de 1000 Hz, la o tensiune de 100 V și valoarea capacității condensatorului de 1500 pF, în circuit va circula un curent de aproximativ 1 mA.

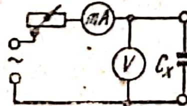


Fig. 15-16. Schema măsurării capacităților prin metoda voltmetru-ampermetru.

Voltmetrul *V* trebuie să aibă o rezistență internă mare.

Valoarea capacității C_x se determină prin calcul, folosind indicațiile instrumentelor:

$$C_{x\,(\mu F)} = \frac{160\, I_{(mA)}}{f_{\,(Hz)}\, U_{(V)}}.$$

Metoda rezonanței

Această metodă se folosește pentru măsurarea capacităților mici (de la cîțiva picofarazi pînă la cîteva mii de picofarazi).

Circuitul compus din capacitatea de măsurat C_x și inductanța etalon L_e (fig. 15-17) este cuplat slab cu sursa de curent de înaltă frecvență.

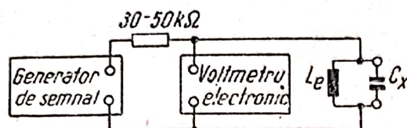


Fig. 15-17. Schema măsurării capacităților prin metoda rezonanței.

Frecvența generatorului este variată pînă în momentul în care se obține rezonanța cu circuitul. Rezonanța este pusă în evidență de indicația maximă a voltmetrului electronic. Valoarea capacității C_x se determină cu formula:

$$C_{x\,(\mathrm{pF})} = \frac{2{,}53 \times 10^{10}}{f^2_{(\mathrm{kHz})} L_{e\,(\mu\mathrm{H})}}.$$

Metoda punții

Măsurarea se face în condițiile alimentării montajului de la sursă de curent alternativ cu frecvența de 800—1000 Hz.

In cazul condensatoarelor cu dielectric bun (cu pierderi mici) se folosește montajul *a*, iar pentru determinarea valorii condensatoarelor cu pierderi mari, montajul *b* (fig. 15-18). Rezistența R_c compensează defazajul la echilibrarea punții.

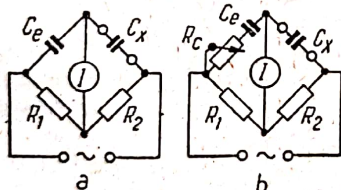


Fig. 15-18. Scheme de punți pentru măsurarea capacităților.

Echilibrul punții are loc atunci cînd indicația instrumentului I este minimă (indicatorul I poate fi un miliampermetru de curent alternativ, un voltmetru electronic sau o cască):

$$C_x = C_e \frac{R_1}{R_2}.$$

Metoda bătăilor

Această metodă se folosește pentru măsurarea capacităților mici (de la unități de picofarad pînă la capacități de ordinul miilor de picofarazi).

Principiul de măsurare constă în ascultarea bătăilor ce se obțin între oscilațiile a două generatoare de înaltă frecvență identice, dintre care unul se acordează cu ajutorul unei capacități etalon C_e, iar celălalt, cu ajutorul capacității necunoscute C_x (fig. 15-19). Deoarece inductanțele ambelor circuite sînt identice, bătăile nule se obțin în momentul în care capacitatea etalon este egală cu cea necunoscută.

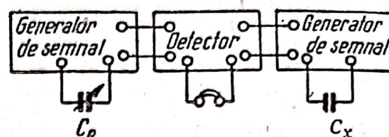


Fig. 15-19. Schema măsurării capacităților prin metoda bătăilor nule.

15-10. MĂSURAREA INDUCTANȚELOR

Această metodă se folosește pentru măsurarea inductanțelor mari (înfășurările bobinelor de șoc și transformatoarelor cu miez de fier), la frecvența de rețea și la frecvențe joase (fig. 15-20).

Curentul cu frecvența de 50 Hz (sau 400—1000 Hz), ce se poate regla cu ajutorul rezistenței R, se măsoară cu miliampermetrul de curent alternativ mA. Concomitent, cu ajutorul voltmetrului V, se măsoară căderea de tensiune pe bobina necunoscută L_x.

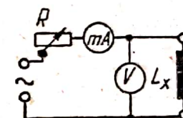


Fig. 15-20. Schema măsurării inductanțelor prin metoda voltmetru — ampermetru.

Voltmetrul V trebuie să aibă o rezistență internă mare. Cele mai bune rezultate se obțin dacă se folosește în acest scop un voltmetru electronic.

Dacă rezistența în curent continuu r a bobinei este mult mai mică decît reactanța $X_L = 6{,}28 f$, adică dacă $r \ll X_L$, inductanța L_x se calculează cu formula:

$$L_{x\,(\mathrm{H})} = \frac{U_{(\mathrm{V})}}{6{,}28 f_{(\mathrm{Hz})} I_{(\mathrm{A})}}.$$

Dacă însă valoarea lui r este comparabilă cu X_L, se folosește relația

$$L_{(x)\,(\mathrm{H})} = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_{(\mathrm{V})}}{I_{(\mathrm{A})}}\right)^2 - r^2_{(\Omega)}}}{6{,}28 f_{(\mathrm{Hz})}}.$$

Metoda rezonanței

Această metodă se folosește pentru măsurarea inductanței bobinelor de înaltă frecvență. Circuitul format din inductanța necunoscută L_x și dintr-o capacitate cunoscută C_e (etalon) se cuplează slab cu un generator de semnal, care se acordează la rezonanță cu circuitul (cuplajul se face fie inductiv, fie printr-o rezistență R, după cum este indicat în fig. 15-21). Momentul rezonanței se determină după indicația maximă a unui voltmetru electronic.

Cu formula:

$$L_{x\,(\mu\mathrm{H})} = \frac{2{,}53 \times 10^4}{f^2_{(\mathrm{kHz})} C_{e\,(\mu\mathrm{F})}} = \frac{2{,}53 \times 10^{10}}{f^2_{(\mathrm{kHz})} \times C_{e\,(\mathrm{pF})}}$$

se determină valoarea inductanței de măsurat (L_x).

Pentru reducerea erorilor la măsurare, capacitatea C_e trebuie să fie mult mai mare decît capacitatea proprie C_0 a bobinei.

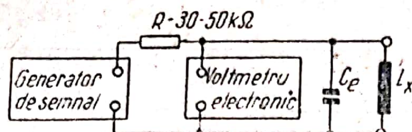


Fig. 15-21. Schema măsurării inductanțelor prin metoda rezonanței.

Capacitatea proprie a bobinei poate fi determinată printr-o dublă măsurare, folosind capacități etalon diferite (C_{e1} și C_{e2}):

$$C_0 = \frac{f_2^2 C_{e2} - f_1^2 C_{e1}}{f_2^2 - f_1^2}.$$

Metoda punții

Măsurarea inductanțelor prin metoda punții este asemănătoare cu măsurarea rezistențelor și se face alimentînd montajul cu un curent alternativ cu frecvența 800—1000 Hz.

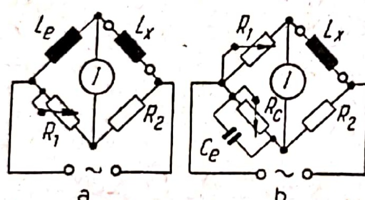


Fig. 15-22. Punți pentru măsurarea inductanțelor.

In montajul *a* (fig. 15-22) măsurarea se face cu ajutorul unei inductanțe etalon L_e:

$$L_x = L_e \frac{R_2}{R_1}.$$

In montajul *b* (fig. 15-22) măsurarea se face cu o capacitate etalon C_e:

$$L_{x\,(\mu H)} = C_{e\,(\mu F)}\, R_{1\,(\Omega)}\, R_{2\,(\Omega)}.$$

Momentul echilibrului este determinat după indicația minimă a instrumentului *I* (miliampermetru de curent alternativ, voltmetru electronic sau cască).

Rezistența R_c din schema *b* se folosește pentru compensarea defazajului la măsurarea bobinelor cu rezistență mare în curent continuu.

15-11. MĂSURĂRI CU AJUTORUL Q-METRULUI

Destinația principală a *Q*-metrului este măsurarea în înaltă frecvență a factorului de calitate *Q* al elementelor circuitului oscilant (bobine și condensatoare).

Măsurarea se bazează pe faptul că tensiunea din circuit, la rezonanță, este de *Q* ori mai mare decît tensiunea U_0 aplicată circuitului (fig. 15-23), adică

$$U_L = U_C = QU_0.$$

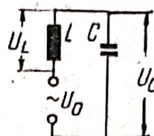


Fig. 15-23. Principiul determinării factorului de calitate.

Măsurarea factorului de calitate al bobinelor Q_L. Tensiunea de înaltă frecvență se aplică pe o rezistență etalon R_e (de ordinul 0,04—0,05 Ω), care se introduce în serie într-un circuit compus dintr-un condensator etalon C_e și bobina necunoscută L_x (fig. 15-24). Pierderile în condensatorul C_e sînt foarte mici și de aceea se poate considera că factorul de calitate *Q* al circuitului C_eL_x este determinat numai de factorul de calitate al bobinei L_x.

Dacă curentul I_0 din rezistența R_e se menține constant tensiunea măsurată cu voltmetrul electronic este direct proporțională cu *Q*. De aceea, galvanometrul voltmetrului electronic se poate etalona direct în valori ale lui *Q*.

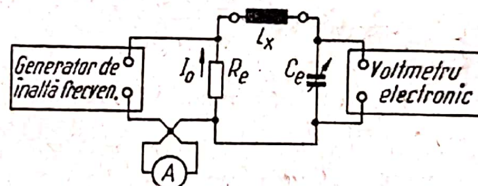


Fig. 15-24. Principiul de funcționare al Q-metrului.

Măsurarea factorului de calitate al condensatoarelor Q_C. Principiul de măsurare este același. In loc de L_x se conectează o inductanță etalon. Cu ajutorul condensatorului C_e, circuitul se acordează pe frecvența necesară; în acest caz, se notează valorile C_{e1} și Q_1. Apoi, se conectează în paralel cu C_e condensatorul C_x și capacitatea C_{e1} se reduce pînă la obținerea rezonanței; se notează valorile lui C_{e2} și Q_2.

Factorul de calitate al condensatorului C_x se calculează cu formula:

$$Q_c = \frac{Q_1 Q_2 (C_{e1} - C_{e2})}{(Q_1 - Q_2)\, C_{e1}}.$$

Măsurarea inductanțelor *L*. Circuitul compus din L^x și C_e se acordează la rezonanță pe o frecvență oarecare *f*. In acest caz, se determină valoarea L_x cu formula:

$$L_{x\,(\mu H)} = \frac{2{,}53 \times 10^{10}}{f^2_{(Hz)}\, C_{(pF)}}.$$

Q-metrul de tip KB-1 are cadranul gradat direct în valori ale inductanței, ceea ce permite determinarea valorilor L_x fără calcul (pentru anumite frecvențe ale generatorului).

Pentru micșorarea influenței capacității proprii a bobinei este bine să se aleagă o valoare cît mai mare pentru C_e.

Măsurarea capacităților C_x este asemănătoare cu măsurarea factorului de calitate al condensatoarelor, cu singura diferență că nu este necesar să se noteze valoarea Q.

Capacitatea C_x a condensatorului se calculează din expresia:

$$C_x = C_{e1} - C_{e2}.$$

15-12. MĂSURĂRI CU AJUTORUL OSCILOGRAFULUI

Determinarea sensibilității oscilografului

La intrarea amplificatorului pentru deviația pe verticală Y se aplică o tensiune sinusoidală (de exemplu tensiunea rețelei) măsurată cu voltmetrul V (fig. 15-25). Tensiunea de baleiaj se decuplează. Se măsoară lungimea l a liniei verticale, care este proporțională cu dublul amplitudinii tensiunii de măsurat. Astfel:

$$a = \frac{l}{2{,}82U},$$

unde: a este sensibilitatea pe verticală, mm/V;
l — lungimea liniei verticale, mm;
U — tensiunea de măsurat (valoare eficace).

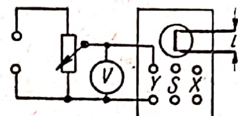


Fig. 15-25. Schemă pentru determinarea sensibilității oscilografului.

Dacă tensiunea se aplică la intrarea amplificatorului, valoarea a se calculează pentru anumite poziții ale butonului de reglaj al sensibilității.

Sensibilitatea pe orizontală se determină în mod analog, dar tensiunea se aplică la intrarea amplificatorului pentru deviație pe orizontală X.

Măsurarea tensiunii alternative

Tensiunea sinusoidală de măsurat se aplică la bornele de deviație verticală (fig. 15-26).

Tensiunea de baleiaj se deconectează. Valoarea eficace a tensiunii de măsurat este:

$$U = al,$$

unde: a este sensibilitatea pe verticală, mm/V;
l — lungimea liniei verticale, mm.

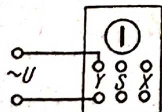


Fig. 15-26. Schema pentru măsurarea tensiunilor alternative cu ajutorul oscilografului.

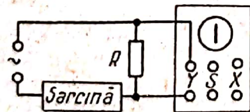


Fig. 15-27. Schema pentru măsurarea curentului alternativ cu ajutorul oscilografului.

Măsurarea curentului alternativ

În circuitul de măsurat se introduce, în serie, o rezistență cunoscută R (fig. 15-27) și se măsoară cu ajutorul oscilografului căderea de tensiune U pe această rezistență. În acest caz curentul este:

$$I_{(A)} = \frac{U_{(V)}}{R_{(\Omega)}}.$$

Determinarea frecvenței unei tensiuni și compararea a două frecvențe

Tensiunea de baleiaj se deconectează. Pe plăcile de deflecție orizontală X (sau la intrarea amplificatorului respectiv) se aplică tensiunea cu frecvența necunoscută f_x (fig. 15-28), iar la intrarea de deviație pe verticală Y se

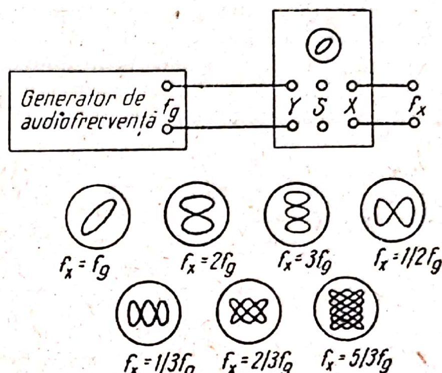


Fig. 15-28. Schemă pentru compararea frecvențelor cu ajutorul oscilografului.

aplică o tensiune de frecvență cunoscută f_g (de exemplu de la un generator de audiofrecvență). Frecvența generatorului este variată pînă în momentul în care pe ecranul oscilografului se obține una din figurile Lissajou.

Frecvența necunoscută se determină după forma figurii Lissajou.

R e g u l ă g e n e r a l ă: dacă tensiunea de frecvență necunoscută se aplică la intrarea pe orizontală X, iar tensiunea cu frecvența cunoscută, la intrarea pe verticală, se obține:

$$f_x = \frac{n}{m} f_g,$$

unde: n este numărul punctelor de tangență dintre figură și o linie verticală;
m — numărul punctelor de tangență dintre figură și o linie orizontală.

Studiul curbelor de rezonanță ale amplificatoarelor de frecvență intermediară

La intrarea amplificatorului de frecvență intermediară studiat se aplică semnal de la un generator modulat în frecvență. Intrarea amplificatorului de deviație pe verticală Y a oscilografului se conectează la rezistența de sarcină a detectorului receptorului.

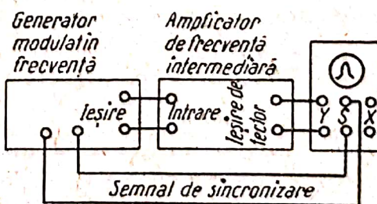


Fig. 15-29. Schemă pentru studiul curbelor de rezonanță.

Tensiunea de sincronizare se aplică de la generator la bornele S de sincronizare exterioară a oscilografului (fig. 15-29).

15-13. SCHEME DE APARATE DE MĂSURAT PENTRU RADIOAMATORI

Avometru

Avometrul (ampervoltohmmetrul) este un aparat universal pentru măsurarea curentului, tensiunii și rezistenței.

În schema indicată în fig. 15-30 se folosește un miliampermetru de tip magnetoelectric de 1 mA. Voltmetrul echipat cu acest instrument de măsurat are o rezistență internă de 1000 Ω/V.

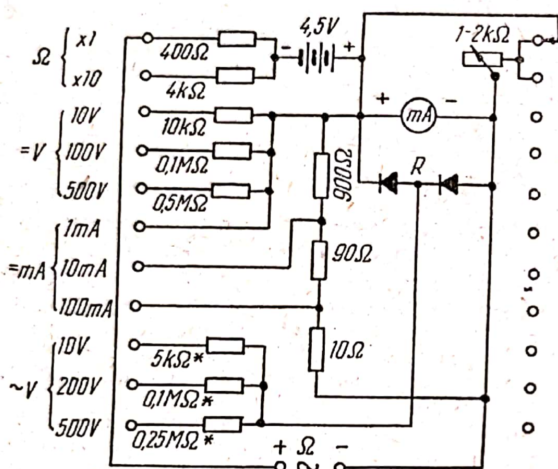


Fig. 15-30. Schema unui instrument de amatori pentru măsurarea tensiunilor, curenților și a rezistențelor (avometru).

Pentru ohmmetru sînt prevăzute două scări: una pînă la 10 kΩ și alta pînă la 100 kΩ. Limitele de măsurare pentru celelalte scări sînt indicate pe schemă.

Valorile rezistențelor notate cu steluță sînt date aproximativ și trebuie să fie alese exact la etalonarea aparatului (valoarea lor depinde de redresorul cu cuproxid sau cu germaniu folosit). Redresorul *R* trebuie să fie astfel conectat încît să nu permită trecerea curentului cu polaritatea indicată în schemă.

Voltmetru electronic cu indicator optic de acord

Înainte de măsurare, butonul potențiometrului R_2 (fig. 15-31) se așază în poziție extremă (superioară), astfel încît să nu se aplice tensiunea de negativare de la R_2. Apoi se scurtcircuitează bornele *1* și *3*, iar cursorul rezistenței R_1 se aduce în poziția pentru care sectorul umbrit de pe ecranul tubului 6E5C are forma unei linii subțiri. Apoi se desfac bornele *1* și *3*.

Tensiunea de măsurat se aplică la intrarea voltmetrului (tensiunea continuă — la bornele *1* și *3*, iar tensiunea alternativă — la bornele *2* și *3*) și se rotește butonul potențiometrului R_2 pînă cînd se obține pe ecranul tubului un sector umbrit minim, de forma unei linii subțiri. Butonul potențiometrului R_2 este prevăzut cu o scară gradată în volți.

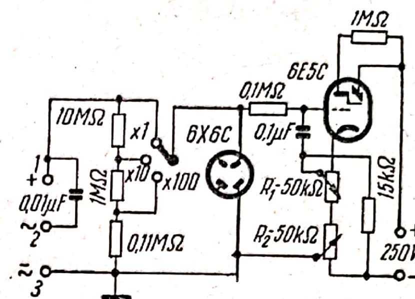


Fig. 15-31. Schema voltmetrului electronic cu indicator optic.

Punte cu indicator optic de acord

Această punte este destinată pentru măsurarea capacităților între 10 pF și 10 μF și pentru măsurarea rezistențelor între 10 Ω și 10 MΩ (fig. 15-32).

Echilibrul punții are loc atunci cînd pozițiile comutatorului și butonului potențiometrului *R* sînt astfel alese încît sectorul umbrit al tubului 6E5C este de lățime maximă. Valoarea necunoscută se citește direct pe cadranul potențiometrului *R* care este gradat cu ajutorul unei cutii de rezistențe ce se conectează pentru etalonare în locul lui R_x. Începutul scării are gradația 0,1, iar sfîrșitul — gradația 10. Indicațiile citite pe cadran se înmulțesc cu factorul limitei de măsurare.

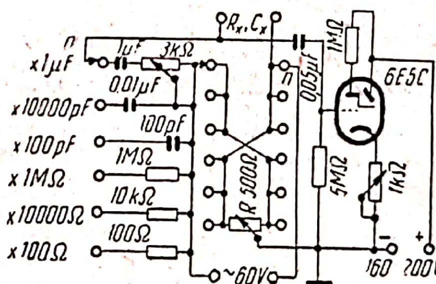


Fig. 15-32. Schemă de punte cu indicator optic.

Valoarea rezistenței din catodul tubului se alege la etalonarea aparatului astfel încît în momentul echilibrului punții sectorul umbrit să aibă o deschidere de aproximativ 30°.

Aparat pentru măsurarea inductanțelor și capacităților

Aparatul permite măsurarea inductanțelor pînă la 3 mH și a capacităților pînă la 0,1 μF (fig. 15-33).

Unui circuit în care este introdusă capacitatea necunoscută *C* sau inductanța de măsurat *L* i se aplică oscilații de frecvențe între 1600 și 6000 kHz, generate de partea triodă a tubului 6Г7 (sau 6Г2). Rezonanța este indicată de îngustarea sectorului umbrit al tubului 6E5C.

Scara condensatorului variabil C (20—700 pF) se gradează direct în valori L și C, cu ajutorul unor piese etalon ce se conectează în acest scop în locul lui L_x și a lui C_x.

La măsurarea capacităților, comutatorul limitelor de măsurare se așază în pozițiile: *1* (pînă la 1000 pF), *2* (pînă la 10 000 pF) sau *3* (pînă la 0,1 μF); pentru măsurarea inductanțelor se folosesc pozițiile: *4* (10, μH-3 mH), *5* (1—300 μH) și *6* (sub 1 μH).

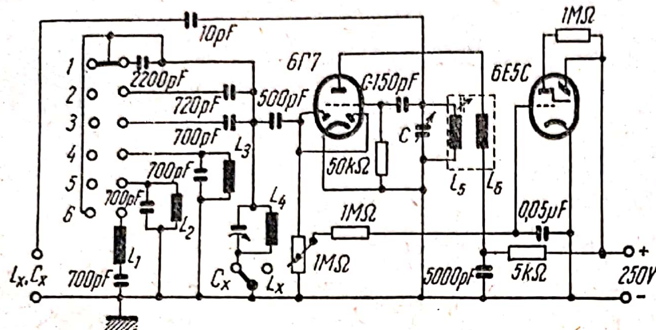


Fig. 15-33. Schema unui aparat pentru măsurarea inductanțelor și capacităților.

Bobinele aparatului se fac din sîrmă ПЭШО 0,15 (înfășurare în fagure); L_1 — 80, L_2 — 150, L_3 — 230, L_4 — 110, L_5 — 110 și L_6 — 30 de spire, pe carcasa cu diametrul de 12 mm.

Avometru cu tranzistoare

Aparatul (fig. 15-34) permite: măsurarea tensiunilor continue și alternative de joasă frecvență pînă la 1000 V, avînd o rezistență internă mare (100 kΩ/V), măsurarea curenților continui și alternativi pînă la 1 A și a rezistențelor pînă la 10 MΩ.

Schema aparatului este în punte, brațele fiind formate din rezistențele R_{17}, R_{18} și porțiunile colector-emitor ale tranzistoarelor T_1 și T_2. Pentru orice gen de măsurare are loc modificarea rezistenței tranzistoarelor și echilibrul punții se strica. Tensiunea care apare la ieșire se măsoară cu un microampermetru cu sensibilitatea de 200—3000 μA.

Bateriile de alimentare se compun din elemente galvanice de tip ФБС-0,25 (B_3 — 4 elemente în serie; B_2 — 1 element, B_1 — 2 elemente în derivație).

Rezistențele R_1—R_{15}, precum și R_{17}, R_{18} se aleg cu o precizie de ±1%. Condensatorul C_2 trebuie confecționat pentru o tensiune de lucru de cel puțin 1000 V. Tranzistoarele trebuie să fie alese astfel încît parametrii lor să fie cît mai apropiați.

Echilibrul punții se realizează prin egalizarea curenților de colector la ambele tranzistoare, cu ajutorul potențiometrului R_{16}. Sensibilitatea punții se reglează cu potențiometrul R_{19}, a cărui valoare se alege astfel încît aplicînd la intrare o tensiune continuă de 100 V acul galvanometrului să se așeze în dreptul gradației corespunzătoare a cadranului.

Etalonarea aparatului pentru măsurarea tensiunilor alternative se face cu ajutorul potențiometrului R_{21}, iar reglarea la zero a ohmmetrului, cu ajutorul potențiometrului R_{20}.

Aparat de măsurat universal

Aparatul (fig. 15-35) permite să se măsoare:

1. Tensiuni continue pînă la 3000 V (pe scările de 3, 10, 30, 100, 300, 1000, 3000 V); în acest caz rezistența de intrare este de 11 MΩ. Folosind o rezistență adițională exterioară de 90 MΩ, limita de măsurare se poate extinde pînă la 30 kV.
2. Tensiuni alternative de joasă frecvență pînă la 3000 V (limitele de măsurare sînt aceleași ca și pentru tensiunile continue).
3. Tensiuni mici de audiofrecvență pînă la 20 kHz (pe scările de 30, 100, 300 și 1000 mV).
4. Tensiuni alternative de înaltă frecvență pînă la 70 MHz (pe scările de 3, 10, 30, 100 și 300 V).
5. Rezistențe între 1 Ω și 100 MΩ.
6. Inductanțe între 110 mH și 100 H.
7. Capacități între 100 pF și 1000 μF.
8. Curentul continuu pînă la 1 A (pe scările de 0,3; 1; 30; 100 și 1000 mA).

Alimentarea aparatului se face de la rețeaua de curent alternativ de 127 sau 220 V.

La măsurarea curentului continuu și a tensiunilor de joasă frecvență funcționează doar instrumentul de măsurat propriu-zis, iar alimentarea de la rețea se deconectează. Pentru toate celelalte măsurări se folosește voltmetrul electronic echipat cu tubul 6Н1П, cu montaj în punte. Puntea se echilibrează cu ajutorul potențiometrului R_{15} (acul microampermetrului se aduce la zero).

Dioda din dreapta (în schemă) a tubului 6Х2П funcționează ca limitator, protejînd intrarea voltmetrului electronic la tensiunile care depășesc 3 V. Dioda din stînga se folosește atunci cînd aparatul lucrează ca milivoltmetru și pentru măsurarea tensiunilor de înaltă frecvență. În acest din urmă caz, tensiunea de măsurat se aplică pe diodă cu ajutorul unui cap exterior. Potențiometrul R_8 servește pentru compensarea curenților inițiali ai diodelor.

Pentru măsurarea rezistențelor se reglează puntea la zero cu intrarea în scurtcircuit, iar apoi cu intrarea în gol se aduce acul microampermetrului la limita superioară a cadranului, cu ajutorul rezistenței R_9. După aceasta se conectează rezistența R_x și se măsoară căderea de tensiune pe ea. Precizia măsurării depinde de precizia cu care s-au ales rezistențele etalon R_1—R_7. Alimentarea circuitului ohmmetrulu se face cu ajutorul diodelor D_1 și D_2.

Pentru măsurarea inductanțelor și a capacităților se folosește același principiu; dar la intrare se aplică o tensiune alternativă (3 V, 50 Hz), iar poziția de zero a punții se reglează cu potențiometrul R_{15}.

Rezistențele R_{10}—R_{14} și R_{22}—R_{28} se calculează cu formulele indicate anterior în funcție de caracteristicile microampermetrului folosit, a cărui sensibilitate trebuie aleasă de ordinul 150—500 μA.

Pentru reglajul sensibilității punții se folosește potențiometrul R_{16}, cu ajutorul căruia acul microampermetrului se poate aduce la indicația maximă atunci cînd la intrarea voltmetrului se aplică o tensiune continuă de 3 V. Valorile rezistențelor R_{17}—R_{21} se aleg pentru scările corespunzătoare de tensiune alternativă.

Caracteristicile transformatorului de rețea *Tr* sînt următoarele: înfășurarea *I* — 1200 spire ПЭЛ 0,23; înfășurarea *II* — 1000 spire ПЭЛ 0,17; înfășurarea *III* — 2000 spire ПЭЛ 0,1; înfășurarea *IV* — 72 spire ПЭЛ 0,8;

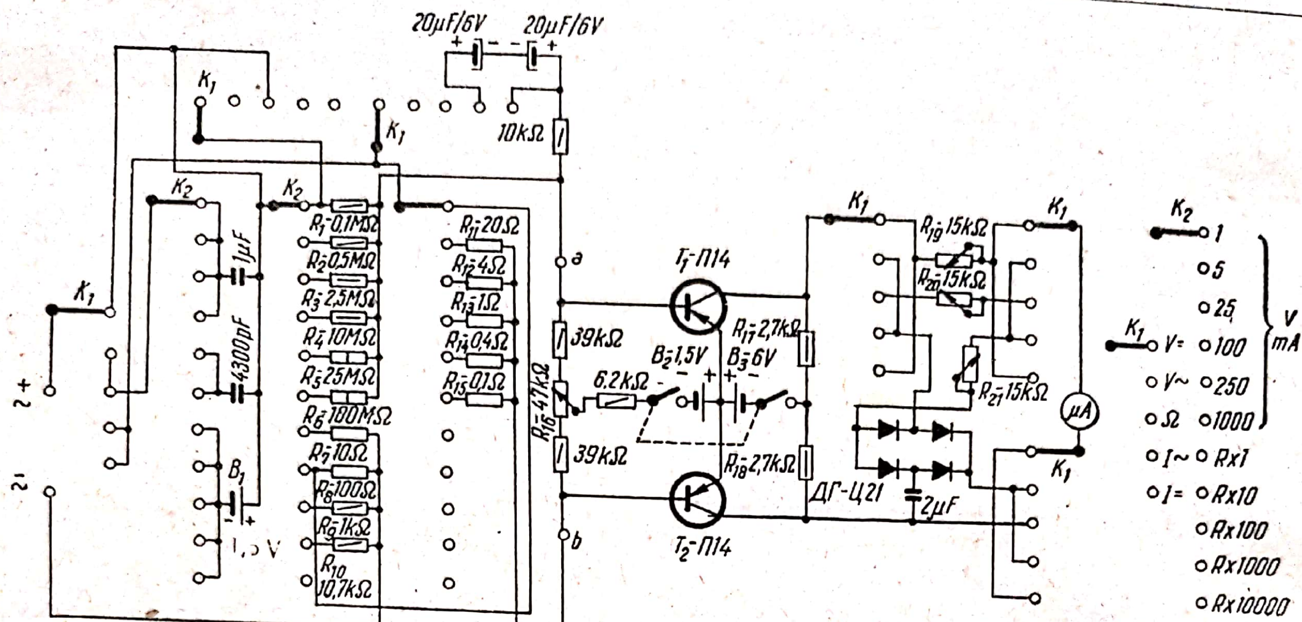


Fig. 15-34. Schemă de ampervoltohmmetru cu tranzistoare.

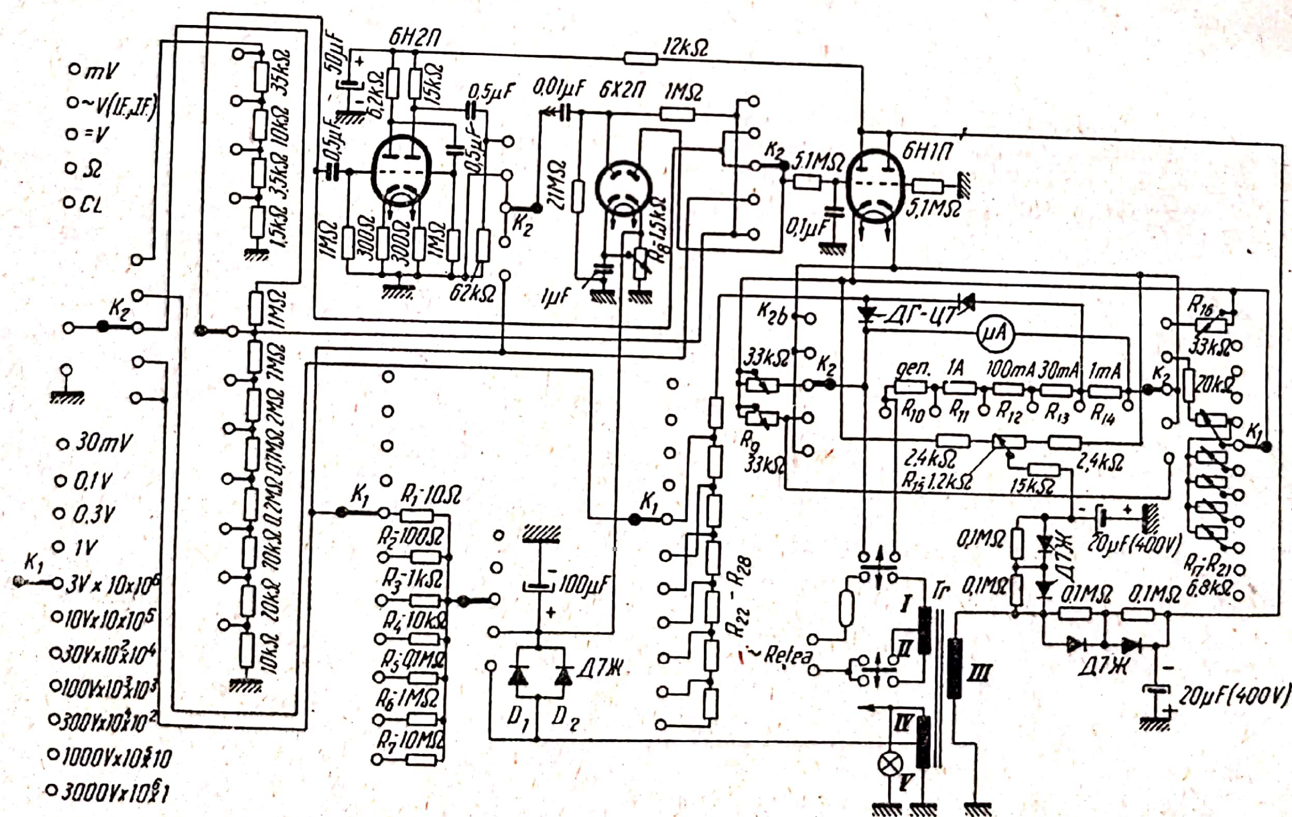


Fig. 15-35. Schemă de aparat de măsurat universal.

înfășurarea V — 42 spire ПЭЛ 0,8. Miezul se compune din tole Ш-16, grosimea pachetului fiind de 32 mm. Înfășurarea de rețea trebuie izolată față de celelalte înfășurări cu patru straturi de pînză uleiată.

Oscilograf portabil

Oscilograful permite studiul formei oscilațiilor periodice în gama de frecvențe cuprinsă între 10 Hz și 0,5 MHz, precum și analiza formei impulsurilor electrice de scurtă

Tubul T_4 poate funcționa în regim de baleiaj cu întîrziere. Impulsurile de pornire se aplică în acest caz la borna B_5 (impulsuri pozitive) sau B_6 (impulsuri negative).

Redresorul pentru alimentarea anodică este alcătuit din 4 diode semiconductoare de tip ДГ-Ц27, iar redresorul de înaltă tensiune este construit cu o coloană de seleniu de tip ABC-7-3A.

Caracteristicile transformatorului de rețea Tr sînt următoarele: înfășurarea Ia — 1500 spire; Ib — 1000 spire ПЭВ 0,23; înfășurarea II — 6000 spire ПЭВ 0,09; înfășu-

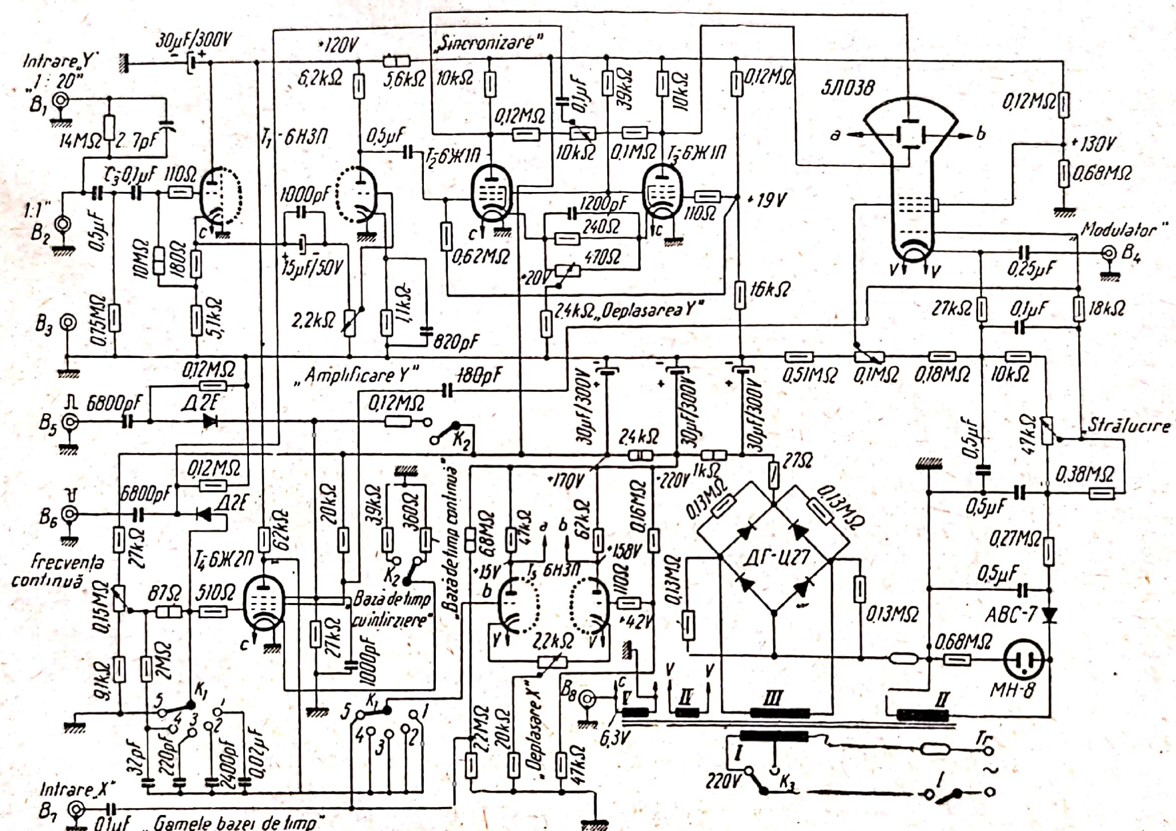


Fig. 15-36. Schemă de oscilograf portabil.

durată și a semnalelor aperiodice. Pentru aceasta oscilograful are pe lîngă baleiajul obișnuit un baleiaj cu întîrziere. În afară de cele arătate mai sus, aparatul permite compararea fazelor și frecvențelor a două semnale, prin modularea în intensitate a spotului cu ajutorul unei tensiuni ce se aplică la catodul tubului. Oscilograful portabil poate fi folosit la studiul amplificatoarelor, radioreceptoarelor și televizoarelor.

Schema oscilografului (fig. 15-36) cuprinde un amplificator pentru canalul de deflecție pe verticală echipat cu tuburile T_1, T_2 și T_3, un generator de baleiaj cu tubul T_4, un amplificator pentru canalul de baleiaj pe orizontală echipat cu tubul T_5 și un tub catodic de tip 5Л038. Generatorul de baleiaj este sincronizat fie cu o tensiune din exterior, fie chiar cu tensiunea care se studiază.

rarea III — 3700 spire ПЭВ 0,12; înfășurarea IV — 87 spire ПЭВ 0,51; înfășurarea V — 87 spire ПЭВ 0,51. Miezul se realizează din tole Ш-16, grosimea pachetului fiind de 20 mm.

Generator de semnale alimentat de la baterie

Generatoarele de semnale permit să se obțină la ieșirea lor o tensiune (modulată sau nemodulată) de înaltă frecvență. Aceste generatoare se deosebesc de generatoarele de semnal standard (GSS) prin faptul că la ele nu se poate măsura cu precizie tensiunea de ieșire și gradul de modulație.

Schema unui astfel de generator este indicată în fig. 15-37.

Gama de frecvențe utilizată este cuprinsă între 100 kHz și 16 MHz și este împărțită în 5 subgame: 100—250 kHz; 250—700 kHz; 700—2000 kHz; 2—5,5 MHz și 5,5—16 MHz.

Oscilatorul de audiofrecvenţă, echipat cu tubul 1Б1П, este de tip *RC*, funcţionează pe frecvenţă fixă (aproximativ 400 Hz) şi serveşte ca modulator. Tubul 1A1П intră în schema oscilatorului de înaltă frecvenţă de tip tranzitron. 160 MHz. Modulaţia se face cu frecvenţele de 400 Hz sau 100 kHz.

Potenţiometrul R_2 serveşte pentru alegerea regimului optim de funcţionare al generatorului în fiecare gamă.

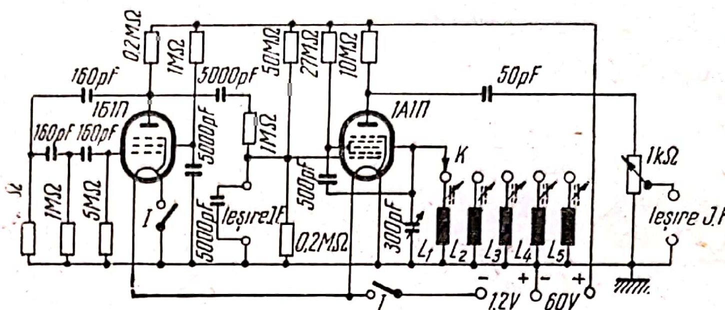


Fig. 15-37. Schema unui generator de semnale alimentat de la baterie.

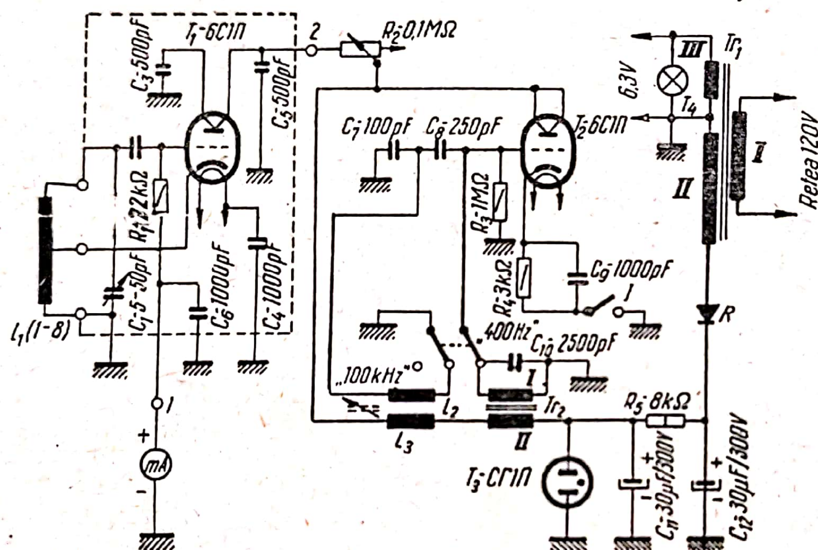


Fig. 15-38. Schema unui indicator de rezonanţă cu două tuburi.

Bobinele sînt construite pe carcase cu diametrul de 10 mm. Bobinele L_1, L_2, L_3 şi L_4 sînt cu mai multe straturi, bobinate în fagure (se pot bobina şi la întîmplare), iar bobina L_5 este cu un singur strat. Datele bobinelor: L_1 are 850 spire din sîrmă ПЭШО 0,12; L_2 — 275 spire din sîrmă ПЭШО-0,2; L_3 — 112 spire din sîrmă ЛЭШО 10×0,07; L_4 — 42 spire din sîrmă ЛЭШО10×0,17 şi L_5 — 11 spire din sîrmă ПЭШО-0,5.

Indicator de rezonanţă cu generator (IRG)

Aparatul este un generator de înaltă frecvenţă modulat care are în circuitul de grilă al tubului un miliampermetru (fig. 15-38). Dacă circuitul generatorului se cuplează inductiv cu circuitul care trebuie studiat, miliampermetrul indică minimum de curent în momentul în care ambele circuite sînt acordate la rezonanţă. Aparatul poate fi folosit pentru cele mai variate măsurări în practica radioamatorilor.

Tubul T_1 este oscilator de înaltă frecvenţă, T_2 modulator, iar T_3 este stabilizator de tensiune. Miliampermetrele *mA* au limitele de măsurare 0—1 mA.

Cele opt bobine schimbătoare L_1 permit să se obţină oscilaţii de înaltă frecvenţă în gama cuprinsă între 1,1 şi 160 MHz.

Bobinele L_1 (1—8) sînt construite pe carcase de polistiren cu diametrul de 20 mm.

Bobinele L_1 (1—8)	Gama de frecvenţe MHz	Numărul de spire	Sîrma	Lungimea înfăşurării, mm	Spira de la care se ia priza (de jos)
1	1,1— 2,1	140	ПЭШО 0,08	23	30
2	2,0— 3,7	75	ПЭШО 0,08	15	20
3	3,7— 6,6	45	ПЭШО 0,15	8	13
4	6,6—12,5	15	ПЭШО 0,2	6	5
5	12,5—25,0	12	ПЭЛ 1,0	13	4,5
6	25,5—50,0	5,5	ПЭЛ 1,0	12	1,5
7	40,0—75,0	3,5	ПЭЛ 1,0	14	1

Bobinele L_1 (1—7) se bobinează într-un singur strat.

Bobina L_1 (8), pentru gama 65—160 MHz, are forma unei bucle de sîrmă din cupru, neizolată, cu diametrul de 2 mm. Înălţimea buclei este de 50 mm, iar distanţa între laturile ei este de 14 mm. Priza se ia la o distanţă de 28 mm de la capătul rece (conectat la masă).

Bobinele L_2 şi L_3 au diametrul de 10 mm şi sînt bobinate în fagure. Bobina L_2 are 150 spire, L_3 — 100 spire, ambele bobinate cu sîrmă ПЭШО 0,2.

Transformatorul Tr_1 are miezul din tole de tip Ш-15, grosimea pachetului fiind de 20 mm. Înfăşurarea *I* are 2400 spire din sîrmă ПЭЛ 0,17, înfăşurarea *II* are 3600 spire din sîrmă ПЭЛ 0,08, iar înfăşurarea *III* are 125 spire din sîrmă ПЭЛ 0,6.

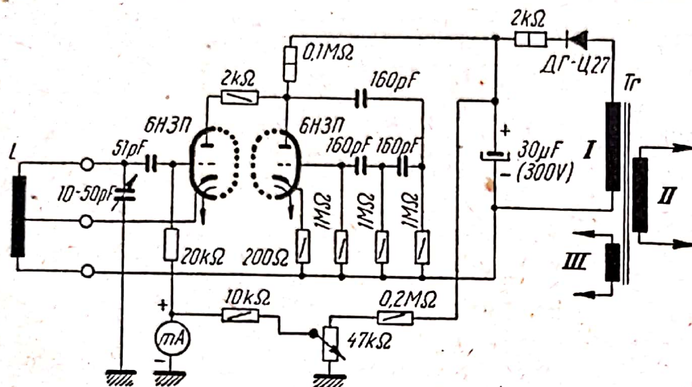


Fig. 15-39. Schema indicatorului de rezonanţă cu un singur tub.

Transformatorul Tr_2 are miezul din tole de tip Ш-12, grosimea pachetului fiind de 15 mm. Înfăşurarea *I* are 4000 de spire din sîrmă ПЭЛ 0,1, iar înfăşurarea *II* — 2000 de spire din sîrmă ПЭЛ 0,1.

Redresorul cu seleniu *R* este compus din 18 celule cu diametrul de 15 mm.

Este bine ca aparatul să fie construit sub formă a 2 blocuri separate: 1) generatorul şi 2) modulatorul împreună cu redresorul. Cele 2 blocuri se leagă între ele prin intermediul unui cablu. Miliampermetrul se montează în blocul modulator-redresor.

În fig. 15-39 este reprezentată schema unui indicator de rezonanţă cu un singur tub (dublă triodă de tip 6H3П). Trioda din stînga funcţionează ca oscilator de înaltă frecvenţă, iar trioda din dreapta constituie etajul modulator şi nu este altceva decît un oscilator de audiofrecvenţă 1000 Hz de tip *RC*.

Transformatorul de reţea *Tr* şi bobinele *L* pot fi construite analog celor din aparatul descris mai sus. Datele precise ale bobinelor de înaltă frecvenţă se determină experimental.

Aparat combinat portabil

Aparatul (fig. 15-40) este o combinaţie între un generator de înaltă frecvenţă modulat, un voltmetru de curent continuu şi alternativ cu limitele de măsurare 0—15, 0—150, 0—600 V şi un ohmmetru cu limitele de măsurare de la 10 Ω pînă la 2 MΩ. Generatorul de înaltă frecvenţă poate fi folosit şi ca indicator de rezonanţă sau ca sursă de tensiune de audiofrecvenţă (cu frecvenţa fixă) pentru controlul amplificatoarelor de joasă frecvenţă.

Generatorul are opt game. Bobinele pentru aceste game sînt schimbabile. Acordul se face cu ajutorul miezului mobil de alsifer sau ferocart.

Aparatul se poate alimenta de la receptorul cu care se lucrează sau de la un redresor separat. Pentru aceasta este necesară o tensiune anodică de circa 100—250 V la un curent de cel mult 5 mA şi o tensiune normală de filament de 6,3 V.

La măsurarea tensiunilor şi rezistenţelor alimentarea tubului se deconectează. Microampermetrul μA este de tip BA-46 cu sensibilitatea de 150 μA şi rezistenţa cadrului de 1500 Ω. În locul lui se poate folosi orice alt instrument de măsurat cu sensibilitatea de cel puţin 0,5 mA, alegînd în acest caz rezistenţele corespunzătoare.

Bobinele L_{1-8} se bobinează pe carcase cu diametrul de 10,5 mm şi lungimea de 30 mm (miezurile au diametrul de 9,5 mm). Bobinele L_1, L_2 şi L_3 se bobinează la întîmplare (lăţimea înfăşurării 10 mm), iar celelalte bobine se bobinează într-un singur strat. Bobina L_1 (gama 430—750 kHz) are 550 de spire din sîrmă ПЭШО 0,1; bobina L_2 (gama 750—1200 kHz) are 290 de spire din aceeaşi sîrmă; bobina L_3 (gama 1,2—1,9 MHz) are 174 de spire din sîrmă ПЭШО 0,12; bobina L_4 (gama 1,9—3,5 MHz) are 110 spire din sîrmă ПЭШО 0,15; bobina L_5 (gama 3,5—7 MHz) are 60 de spire din sîrmă ПЭЛ 0,41; bobina L_6 (gama 7—13 MHz) are 30 de spire; bobina L_7 (gama 12,5—21 MHz) are 9 spire, iar bobina L_8 (gama 21—31 MHz) are 6 spire, toate acestea din urmă fiind bobinate cu sîrmă ПЭШО 0,69.

Transformatorul *Tr* are miezul din tole Ш-9, cu grosimea pachetului de 10 mm. Înfăşurarea *I* conţine 6000 de spire, iar înfăşurarea *II* — 3000 de spire din sîrmă ПЭЛ 0,08. În locul acestui transformator se poate folosi orice alt transformator de cuplaj cu raportul de transformare 1 : 2 sau 1 : 5; se alege capacitatea condensatorului *C* astfel încît să se obţină frecvenţa necesară.

Bobinele de şoc $L_{ş1}$ şi $L_{ş2}$ au cîte 1000 de spire din sîrmă ПЭЛ 0,08 (diametrul carcaselor este de 6 mm).

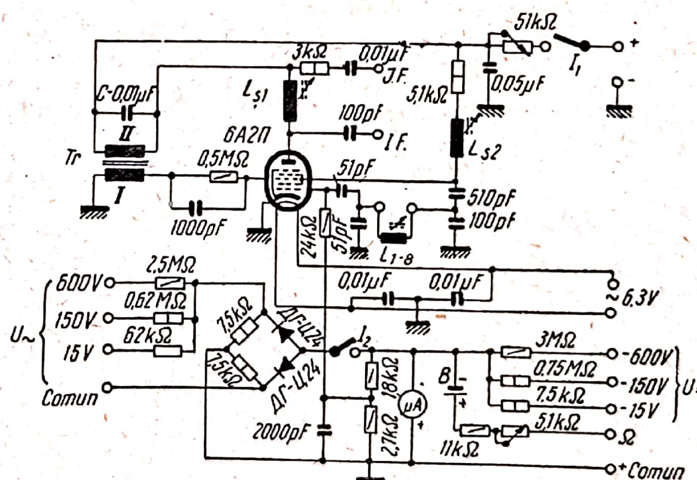


Fig. 15-40. Schema unui aparat combinat portabil.

15-14. APARATE DE MĂSURAT INDUSTRIALE

Ampervoltohmmetrul ABO-5

Acest aparat permite măsurarea: tensiunilor continue şi alternative pînă la 6000 V (pe scările 0—3; 0—12; 0—30; 0—300; 0—600; 0—1200 şi 0—6000 V), a curenţilor alter-

nativi și continui pînă la 12 A (avînd șapte scări pentru curentul continuu și cinci scări pentru curentul alternativ) și a rezistențelor pînă la 30 MΩ (trei scări).

În funcționarea ca voltmetru de tensiune continuă aparatul are o rezistență internă de 20 000 Ω/V.

Ampervoltohmmetrul TT-1

Acest aparat permite măsurarea : tensiunilor continue și alternative (pe scările 0—10 ; 0—50 ; 0—200 și 0—1000 V), a curenților continui (pe scările 0—0,2 ; 0—1 ; 0—5 ; 0—20 ; 0—100 și 0—500 mA) și a rezistențelor între 1 Ω și 2 MΩ.

În funcționarea ca voltmetru de curent continuu aparatul are o rezistență de 5000 Ω/V.

Ampervoltohmmetrul TT-2

Acest aparat permite măsurarea : tensiunilor continue și alternative cu frecvența cuprinsă între 50 și 5000 Hz (pe scările de 0—7,5 ; 0—30 ; 0—75 ; 0—150 ; 0—300 și 0—900 V), a curenților continui (pe scările de 0—0,3 ; 0—30 ; 0—300 și 0—750 mA) și a rezistențelor între 1 Ω și 2 MΩ.

În funcționarea ca voltmetru de curent continuu aparatul are o rezistență internă de 5000 Ω/V.

Outputmetrul ИВ-4

Acest aparat este destinat pentru măsurarea tensiunilor alternative de audiofrecvență cuprinse între 0,5 și 300 V.

Aparatul este un voltmetru cu detector, care are proprietatea că rezistența lui de intrare rămîne constantă și egală cu 20 000 Ω pentru toate cele șase scări pe care se poate face măsurarea.

Voltmetrul electronic ВКС-7Б

Acest aparat este destinat pentru măsurarea tensiunilor alternative cu frecvența cuprinsă între 50 Hz și 100 MHz, în limitele de 0,1—150 V (pe scările 0—1,5 ; 0—5 ; 0—15 ; 0—50 și 0—150 V). Etalonarea este făcută în valori eficace ale tensiunii.

Voltmetrul se alimentează de la rețeaua de curent alternativ. El poate fi conectat la orice rețea cu tensiunea între 100 și 240 V, fără nici o comutare suplimentară, deoarece este prevăzut cu un stabilizator ferorezonant.

Voltmetrul electronic ЛВ-9-2

Acest aparat este destinat pentru măsurarea tensiunilor alternative cu frecvența cuprinsă între 25 Hz și 200 kHz, în limitele : unități de milivolt pînă la 300 V (aparatul are 10 scări : 0—10 ; 0—30 ; 0—100 și 0—300 mV ; 0—1 ; 0—3 ; 0—10 ; 0—30 ; 0—100 și 0—300 V).

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ.

Voltmetrul electronic universal ВЛУ-2

Acest aparat este destinat pentru măsurarea tensiunilor continue și alternative (cu frecvența cuprinsă între 20 Hz și 400 MHz), în limitele de 0,1—150 V. Scările aparatului sînt : 0—1,5 ; 0—5 ; 0—15 ; 0—50 și 0—150 V.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ.

Milivoltmetrul electronic МВЛ-1

Acest aparat este destinat pentru măsurarea tensiunilor alternative mici, cuprinse în gama de frecvențe 30 Hz—10 MHz. Limitele de măsurare sînt de la 0 la 1000 mV (pe scările de 10 ; 30 ; 100 ; 300 și 1000 mV). Cu ajutorul divizorului ДНЕ-10 limitele de măsurare pot fi extinse pînă la 100 V.

Rezistența de intrare a aparatului este de cel puțin 1 MΩ iar capacitatea de intrare este de 10 pF.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ.

Voltmetrul electronic pentru impulsuri ВЛИ-2

Acest aparat este destinat pentru măsurarea tensiunilor în impulsuri cu durata de 0,2—100 μs și a valorilor de vîrf ale tensiunilor sinusoidale cu frecvența pînă la 10 MHz. Limitele de măsurare sînt cuprinse între 0 și 300 V (pe scările 0—50 și 0—300 V). Divizoarele de tensiune permit extinderea limitelor de măsurare pînă la 50 kV (divizorul ДНЕ-3 — pentru 1,5 și 15 kV, divizorul ДНЕ-2 — pentru 15 și 50 kV).

Rezistența de intrare a voltmetrului este mai mare de 0,5 MΩ, la frecvențe pînă la 4 MHz, și peste 0,2 MΩ, la frecvențe pînă la 10 MHz. Capacitatea de intrare este de 2 pF.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ.

Generatorul de semnale standard ГСС-6

La ieșirea acestui aparat se obțin semnale de înaltă frecvență modulate sau nemodulate, cu frecvența cuprinsă între 100 kHz și 25 MHz (aparatul are 8 game de frecvențe). Frecvența sursei de modulație internă este de 400 Hz. Este prevăzută posibilitatea modulării semnalului de la o sursă exterioară cu frecvența de 50—8000 Hz.

Gradul de modulație este reglabil în limitele 0—100%, iar tensiunea de ieșire se poate varia între 0,1 μV și 1 V.

Generatorul se alimentează de la rețeaua de curent alternativ.

Generatorul de semnale standard ГСС-7

Acest aparat constituie o sursă de tensiune de înaltă frecvență nemodulată sau modulată în amplitudine cu oscilații sinusoidale sau cu impulsuri dreptunghiulare. Gama frecvențelor generate este cuprinsă între 20 și 180 MHz.

Sursa pentru modulația internă generează oscilații sinusoidale cu frecvența fixă de 400 și 1000 Hz sau impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de repetiție de 1000 Hz. Este prevăzută posibilitatea modulației exterioare cu oscilații sinusoidale avînd frecvența de 100 Hz—10 kHz, precum și impulsuri avînd durata de 3—100 μs și frecvența de repetiție de 200 Hz—10 kHz.

Tensiunea de ieșire este reglabilă între 1 μV și 0,1 V.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ.

Generatorul de semnale standard ГСС-17

Acest aparat constituie o sursă de tensiune de înaltă frecvență modulată fie în amplitudine, fie în frecvență. Gama frecvențelor oscilațiilor generate este cuprinsă între 16 și 128 MHz (divizată în 4 subgame). Este prevăzută posibilitatea modulației exterioare.

Gradul de modulaţie în amplitudine este de 10—80%. Deviaţia de frecvenţă, la modulaţia în frecvenţă, este de 1—75 kHz.

Alimentarea se face de la reţeaua de curent alternativ.

Generatorul de semnale СГ-1

Acest aparat serveşte ca sursă de tensiune de frecvenţă înaltă şi ultraînaltă (13—330 MHz), modulată sau nemodulată, avînd cinci subgame. Tensiunea de ieşire este reglabilă în limitele 4 μV—20 mV. Frecvenţa sursei de modulaţie interioară este de 1000 Hz. Este prevăzută posibilitatea modulaţiei exterioare fie cu oscilaţii sinusoidale cu frecvenţa 100—20 000 Hz, fie cu impulsuri. Alimentarea se face de la reţeaua de curent alternativ.

Generatorul de audiofrecvenţă 3Г-2А

Acest aparat serveşte ca sursă de tensiune de audiofrecvenţă (între 20 şi 20 000 Hz). Aparatul este de tip cu interferenţă (cu bătăi) şi întreaga gamă este acoperită prin rotirea butonului unui singur condensator variabil. Tensiunea de ieşire, care poate fi reglată în mod continuu cu ajutorul unui atenuator, este măsurată cu un voltmetru electronic. Tensiunea maximă de ieşire este de 150 V, iar puterea maximă la ieşire este de 2 W.

Generatorul de audiofrecvenţă 3Г-10

Acest aparat serveşte ca sursă de tensiune de audiofrecvenţă (între 20 Hz şi 20 kHz). Aparatul este construit după o schemă *RC*. Intreaga gamă de frecvenţe este împărţită în trei subgame. Puterea maximă la ieşire este de 5 W. Reglarea tensiunii de ieşire se poate face fie continuu, fie în trepte de 1 dB (cu ajutorul a două divizoare). Aparatul se alimentează de la reţeaua de curent alternativ.

Generatorul de audiofrecvenţă 3Г-11

Acest aparat se deosebeşte de generatorul 3Г-10 prin faptul că funcţionează într-o gamă mai largă (generează oscilaţii cu frecvenţele cuprinse între 20 Hz şi 200 kHz). Generatorul asigură la ieşire o tensiune de 1 V pe o sarcină de 200 Ω.

Generatoarele de audiofrecvenţă şi de frecvenţe ultrasonore de tip 3Г-12 şi 3Г-12М

Aceste generatoare servesc ca surse de tensiune sinusoidală de audiofrecvenţă şi de frecvenţă ultrasonoră în gama cuprinsă între 20 Hz şi 200 kHz. Generatoarele sînt de tip *RC*. Ele asigură o putere maximă de ieşire de 5 W, cu un coeficient de distorsiuni neliniare de cel mult 2%. Reglajul tensiunii de ieşire se poate face fie continuu, fie în trepte de 1 dB în limitele 0—110 dB.

Aparatul este alimentat de la reţeaua de curent alternativ.

Generatorul de semnale de videofrecvenţă 100-И

Acest aparat constituie o sursă de tensiune de frecvenţe audio şi frecvenţe video în limitele cuprinse între 20 Hz şi 10 MHz. Intreaga gamă este împărţită în 7 subgame. Pe frecvenţele cuprinse între 20 Hz şi 1,5 MHz generatorul funcţionează după o schemă *RC*, iar pe frecvenţele cuprinse între 1,5 şi 10 MHz, după o schemă *LC*.

Impedanţele de ieşire sînt de 75 Ω şi 1000 Ω. Tensiunea de ieşire este reglabilă în limitele 3 mV—30 V (pe sarcina de 1000 Ω).

Alimentarea se face de la reţeaua de curent alternativ.

Frecvenţmetrul ИЧ-6

Acest aparat este destinat pentru măsurarea frecvenţelor oscilaţiilor electrice în gama cuprinsă între 30 Hz şi 200 kHz. Intreaga gamă este împărţită în 11 subgame. Frecvenţa de măsurat se citeşte direct pe scara instrumentului.

Alimentarea se face de la reţeaua de curent alternativ.

Undametrul de tip 526

Aparatul serveşte pentru măsurarea precisă a frecvenţei oscilaţiilor electrice, în gama cuprinsă între 125 kHz şi 20 MHz. Determinarea frecvenţei se face cu ajutorul unor tabele speciale.

Aparatul se alimentează de la baterii anodice uscate şi de la un acumulator de filamente, acestea fiind situate în interiorul corpului aparatului. Undametrele de tip 527 şi 528 sînt puţin modificate şi se alimentează de la reţeaua de curent alternativ.

Q-metrul de tip КВ-1

Aparatul serveşte pentru măsurarea parametrilor circuitelor de înaltă frecvenţă (factorul de calitate al bobinelor şi condensatoarelor, inductanţa bobinelor, capacitatea condensatoarelor etc.) în gama de frecvenţe cuprinsă între 50 kHz şi 40 MHz.

Q-metrul de tip УК-1

Aparatul serveşte pentru măsurarea parametrilor circuitelor de înaltă frecvenţă (ca şi *Q*-metrul КВ-1) în gama de frecvenţe cuprinsă între 30 MHz şi 200 MHz.

Aparatul se alimentează de la reţeaua de curent alternativ.

Oscilograful catodic de tip ЭО-5

Acest oscilograf permite observarea pe ecranul tubului catodic a formei şi caracterului oscilaţiilor electrice de frecvenţă pînă la cel mult 2 MHz. Diametrul ecranului tubului este de 75 mm.

Alimentarea se face de la reţeaua de curent alternativ.

Oscilograful catodic de tip ЭО-6М

Oscilograful are baleiaj continuu şi cu întîrziere şi serveşte pentru observarea oscilaţiilor întreţinute şi a impulsurilor electrice, permiţînd măsurarea duratei şi amplitudinii semnalelor.

Banda frecvenţelor amplificate de amplificatorul de deflecţie verticală este de 10 Hz—3 MHz. Sensibilitatea este de 12 mm/V. Diametrul ecranului tubului este de 75 mm.

Alimentarea se face de la reţeaua de curent alternativ.

Oscilograful catodic de tip 25-И

Oscilograful are baleiaj continuu și cu întîrziere și permite să se observe forma și să se măsoare amplitudinea oscilațiilor întreținute avînd frecvența cuprinsă între 30 Hz și 1 MHz și a impulsurilor cu durata cuprinsă între 0,2 și 3000 µs; este posibilă de asemenea și măsurarea duratei impulsurilor.

Diametrul ecranului tubului este de 125 mm. Sensibilitatea este de 125 mm/V. Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ.

Vobulatorul 102-И

Aparatul servește pentru observarea caracteristicii de frecvență a amplificatorului de bandă largă de înaltă frecvență în gama 10—100 MHz. Pe panoul frontal al aparatului este scos ecranul unui tub catodic, pe care se poate observa caracteristica de frecvență.

Aparatul se alimentează de la rețeaua de curent alternativ.

Catometrele ИЛ-12 și ИЛ-14

Aceste aparate servesc pentru controlul stării tuburilor electronice de recepție, redresoare, generatoare de putere mică și stabilizatoare cu gaz. Verificarea tuburilor se face în regimuri apropiate de cele normale de lucru. Aparatele permit să se descopere scurtcircuitele între electrozi, să se măsoare curentul anodic, panta, fac posibilă descoperirea contactelor imperfecte în interiorul tuburilor, precum și starea vidului. La controlul tuburilor stabilizatoare, se verifică tensiunea de aprindere și gradul de stabilizare.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ.

Catometrul de dimensiuni mici de tip ИЛ-13

Acest aparat constituie o variantă simplificată a celor descrise mai sus. El permite verificarea stării tuburilor, indicînd următoarele: 1. Lipsa întreruperilor în circuitele tuburilor. 2. Măsurarea curenților anodici. 3. Curenții de emisie ai catozilor. 4. Panta tubului.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ.

Aparatele pentru măsurarea distorsiunilor neliniare ИНИ-10М și ИНИ-11

Aceste aparate servesc pentru măsurarea coeficientului de distorsiuni neliniare al amplificatoarelor și generatoarelor de joasă frecvență. Măsurarea se poate face pe frecvențele de 60, 100, 200, 400, 1000, 5000, 7500, 10 000 și 15 000 Hz. În afară de aceasta, voltmetrul electronic, care face parte din aparat, permite să se măsoare nivelul zgomotelor și tensiunile alternative între 0,01 și 300 V (în 9 subgame).

Aparatul ИНИ-11 se deosebește prin faptul că permite măsurarea distorsiunilor neliniare pe orice frecvență cuprinsă între 50 Hz și 15 kHz.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ.

Puntea universală de laborator de tip УМ-2

Această punte servește pentru măsurarea inductanțelor cu valori cuprinse între 10 µH și 100 H, a capacităților între 10 pF și 100 µF și a rezistențelor între 0,1 Ω și 1 MΩ. Măsurarea inductanțelor și capacităților se face pe frecvența de 1000 Hz, obținută de la un generator interior.

Aparatul se alimentează de la rețeaua de curent alternativ.

Capacimetrul de tip НИЕ-1

Capacimetrul servește pentru măsurarea capacității condensatoarelor cu valori cuprinse între 10 pF și 100 µF (în 6 subgame), în curent alternativ sau pulsatoriu de joasă frecvență. Citirea capacității măsurate se face direct pe scara instrumentului de măsurat.

Capacimetrul se alimentează de la rețeaua de curent alternativ.

Inductanțmetrul și capacimetrul de înaltă frecvență de tip ИИЕВ-1

Acest aparat permite măsurarea inductanțelor între 0,05 µH și 100 mH și a capacităților între 1 și 5000 pF. Măsurarea inductanțelor se face pe frecvențele de 11 kHz—1,55 MHz, iar măsurarea capacităților pe frecvențele de 300—700 kHz. Pentru măsurare se folosește principiul bătăilor nule. Acordul pentru bătăile nule se face cu ajutorul unui condensator etalon a cărui scară este gradată direct în valori ale inductanței și capacității.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ.

SURSE DE ALIMENTARE

16-1. ELEMENTE GALVANICE ȘI BATERII

Elementele galvanice și bateriile se folosesc în special pentru alimentarea aparaturii de mică putere (receptoare la baterie, aparate de radio portabile, aparate de măsurat simple etc.), care consumă o energie electrică de valori cuprinse între fracțiuni de watt și cîțiva wați, curenții fiind între cîteva unități de miliamper și cîteva mii de miliamperi și tensiunile de la unități de volt, pînă la ordinul sutelor de volți.

Pentru alimentarea receptoarelor și a amplificatoarelor cu tranzistoare se folosesc de obicei baterii compuse din elemente galvanice miniatură (de exemplu 1,3-ФМЦ-0,25; 1,6-ФМЦ-3,2 etc.).

Caracteristicile fundamentale ale elementelor galvanice și bateriilor fabricate în prezent în U.R.S.S. folosite pentru alimentarea receptoarelor, amplificatoarelor și a altor aparate radiotehnice și electronice sînt prezentate în tabela 16-1.

În tabela 16-1, în paralel cu denumirile noi ale elementelor și bateriilor adoptate în ultimul timp, sînt date, pentru unele baterii, denumirile vechi, precum și cele comerciale. La începutul denumirii (după noul sistem) este indicată tensiunea inițială a elementului sau bateriei, exprimată în volți. Apoi, printr-una sau mai multe litere, este indicată destinația bateriei: A — anodică; H — de filament; П — pentru aparataj (pentru diferite genuri de aparate); Ф — de lanternă (pentru lămpi de buzunar); AH — anodică și de filament; AC — anodică și de negativare; PM — pentru magnetofoane de reportaj; CA — anodică pentru aparatele de ascultat (pentru surzi); CH — de filament pentru aparatele de ascultat; ЭB — pentru lămpi cu descărcări (pentru aparatele fotografice-blitz). Urmează o serie de litere fără liniuță de despărțire, care caracterizează sistemul bateriei (BМЦ — cu bioxid de mangan și zinc, depolarizată cu aer; МЦ — cu bioxid de mangan și zinc; МЦГ — cu bioxid de mangan și zinc, construită în galeți; МЦЧ — cu bioxid de mangan și zinc în formă de cupă). Apoi, printr-o literă mică este indicată caracteristica termică a bateriei: y = universală (pentru funcționarea într-un interval de temperaturi cuprinse între —50 și +60 °C); x = rezistentă la frig (între —40 și +60 °C). Dacă din denumirea bateriei lipsesc aceste litere, înseamnă că bateria sau elementul respectiv poate lucra într-un interval de temperaturi cuprinse între —20 și +60 °C. La sfîrșitul denumirii se indică fie capacitatea inițială exprimată în amper-ore, fie este dat un număr însoțit de litera h (ore), care arată durata de funcționare a elementului sau bateriei pe sarcina optimă (rezistența circuitului exterior fiind cea optimă). Litera mică „n", scrisă după specificarea valorii capacității, arată că bateria are o regletă la ale cărei borne sînt conectate ieșirile.

Parametrii electrici principali ai elementelor galvanice și bateriilor sînt: tensiunea nominală, curentul de descărcare maxim admisibil și capacitatea.

T e n s i u n e a unui element cu cărbune și zinc, indiferent de dimensiunile lui, este de aproximativ 1,5 V. Dacă elementele bateriei sînt legate în serie, tensiunea bateriei este egală cu suma tensiunilor elementelor care o compun. De exemplu, tensiunea unei baterii formate din trei elemente de cîte 1,5 V fiecare este de 4,5 V. În acest caz, bateria trebuie alcătuită din elemente avînd aceeași capacitate.

C u r e n t u l d e d e s c ă r c a r e m a x i m a d m i s i b i l (dacă nu este specificat în fișa elementului) poate fi determinat prin împărțirea tensiunii elementului la rezistența minimă de sarcină, indicată în fișă. De exemplu, dacă tensiunea elementului este de 1,5 V, iar rezistența minimă de sarcină are valoarea 10 Ω, curentul maxim admisibil de descărcare este de 0,15 A.

C a p a c i t a t e a (posibilitatea de înmagazinare a energiei electrice) elementului depinde în special de dimensiunile lui. Ea se exprimă în amper-ore (Ah), deoarece se determină prin înmulțirea intensității curentului de descărcare (în amperi) cu timpul de funcționare (în ore), pînă în momentul descărcării complete. După capacitatea elementului se poate aprecia utilitatea lui, adică se poate determina numărul de ore de funcționare. Dacă, de exemplu, capacitatea unui element este egală cu 150 Ah, iar curentul de descărcare este de 0,3 A, înseamnă că funcționarea acestui element poate dura aproximativ 500 ore. În cazul unei baterii formate prin conectarea în paralel a elementelor, tensiunea acesteia rămîne egală cu tensiunea unui element, dar capacitatea ei devine egală cu suma capacităților tuturor elementelor componente. În acest caz, bateria trebuie să fie compusă din elemente cu aceeași tensiune.

Atunci cînd se aleg elementele sau bateriile pentru alimentarea unui receptor sau a unui aparat oarecare, trebuie să se cunoască tensiunea lor, capacitatea, curentul de descărcare maxim admisibil, sau valoarea minimă a rezistenței de sarcină, termenul de păstrare și data fabricației. Într-o serie de cazuri este important să se mai cunoască dimensiunile și greutatea elementelor și a bateriilor. Se recomandă să se folosească elemente și baterii alese cu o astfel de capacitate încît curentul consumat să nu depășească 50...60% din curentul de descărcare maxim admisibil.

Elementele galvanice și bateriile trebuie păstrate în locuri uscate și răcoroase.

Tabela 16-1

Caracteristicile elementelor galvanice și bateriilor de diferite tipuri

Denumirea (cifrată) a elementului sau bateriei			Caracteristicile inițiale			Caracteristicile la sfîrșitul termenului de păstrare			Condițiile de descărcare		Dimensiunile mm				
Nouă	Veche	Comercială	Tensiunea, V	Capacitatea, Ah	Durata continuă de funcționare, h	Timpul de depozitare luni	Capacitatea, Ah	Durata continuă de funcționare, h	Sarcina, Ω	Tensiunea la sfîrșitul descărcării, V	Lungimea	Lățimea sau diametrul	Înălțimea	Greutatea, kg	Observații
1,28-НВМЦ-525	БНС-МВД-500	„Deviz"	1,28	525	1100	15	315	675	2	0,8	160	160	185	6,5	1
1,28-НВМЦ-525-п	БМС-МВД-400	„Ecran"	1,28	525	1100	15	315	675	2	0,8	160	160	185	6,5	2
1,3-ФМЦ-0,25	ФБС-0,25	—	1,3	0,25	—	4	0,17	—	—	0,6	—	∅21,1	37,5	0,022	3
1,3-НВМЦ-75	—	„Priboi"	1,3	75	300	12	40	160	4,5	0,95	162	57	132	2	—
1,3-НВМЦ-150	6-С-МВД	—	1,3	135	700	15	80	450	5	0,7	82	82	176	1,7	—
1,3-НВМЦ-250	—	„Volna"	1,3	250	1000	15	150	600	4,5	0,95	228	80	170	5	—
1,46-НМЦ-60ч	БНС-15	„Voronej"	1,46	—	60	12	—	—	3	0,9	180	45	105	1,3	—
1,48-ПМЦ-9	2-с-л-9	—	1,48	9	80	12	6	60	10	0,7	42	42	102	0,3	—
1,5-СНМЦ-0,6	КБ-СА	„Sluh"	1,5	0,6	12	6	0,4	8	25	1	—	∅20	59,5	0,04	4
1,5-СТМЦ-60ч	—	„Cristal"	1,5	—	60	6	—	—	200	1	—	∅16	50	0,025	4
1,54-ПМЦ-у-48ч	КБ-у-1,5	—	1,54	—	48	24	—	48	10	—	—	∅22	62	0,045	5
1,58-СНМЦ-2,5	НС-СА	„Zvuk"	1,58	2,5	20	10	2	15	10	1	—	∅36	101	0,16	4
1,6-ПМЦ-х-1	КБ-1	—	1,6	1,05	—	8	—	—	117	1	—	∅21	60	0,045	—
1,6-ПМЦ-у-3,2	—	—	1,6	3,2	32	12	2,6	26	10	0,7	—	∅34	75	0,15	—
1,6-ФМЦ-у-3,2	1-кс-у-3	„Saturn"	1,6	3,2	32	12	2,6	26	10	0,7	—	∅34	64	0,105	6
1,6-ПМЦ-у-8	2-с-у-8	—	1,6	8	80	12	—	—	10	0,7	42	42	102	0,3	—
3,7-ФМЦ-0,5	КБС-л-0,5	—	3,7	0,5	2	6	0,27	1,33	10	2	63	22	67	0,16	3
4,1-ФМЦ-0,7	КБС-х-0,7	—	4,1	0,7	3	8	0,38	2	10	2	63	22	67	0,16	3
4,2-САМЦ-1,0	БГ-4,5	—	4,2	1	—	6	0,7	—	10	2	102	37	81	0,4	4
5,6-НМЦГ-22ч	—	„Rassvet"	5,6	—	22	8	—	16	75	3,8	80	50	57	0,34	7
13-АМЦГ-0,5	БАС-Г-13	—	13	0,5	—	12	0,35	—	—	8	70	52	42	0,25	—
13-АМЦГ-у-0,5	—	—	13	0,5	500	18	—	—	10 000	8	65	51	41	0,25	—
15-РММЦГ-20ч	—	„Zvukozapis"	15	—	20	12	—	15	—	9	142	56	87	1,3	8
31-САМЦЧ-0,02	ГБЧ-СА-30	„Sluh"	31	0,02	40	6	0,007	14	50 000	20	34	20	46	0,04	4
49-САМЦГ-0,25-п	ГБ-СА-45	„Zvuk"	49	0,25	100	8	0,15	70	25 000	30	80	25	100	0,25	4

Denumirea (cifrată) a elementului sau bateriei			Caracteristicile iniţiale			Caracteristicile la sfîrşitul termenului de păstrare			Condiţiile de descărcare		Dimensiunile mm				
Nouă	Veche	Comercială	Tensiunea, V	Capacitatea, Ah	Durata continuă de funcţionare, h	Timpul de depozitare luni	Capacitatea, Ah	Durata continuă de funcţionare, h	Sarcina, Ω	Tensiunea la sfîrşitul descărcării, V	Lungimea	Lăţimea sau diametrul	Înălţimea	Greutatea, kg	Observaţii
54-АСМЦГ-5-п	БС-Г-60-с-8	„Energhia“	54/4	5	120	15	3,5	80	800/60	27/2	225	85	235	7,5	9
65-АНМЦ-1,3-п	„Tula“	„Tula“ „Zaria“	65/2,5	1,3/29,5	120/280	15	0,95/22	80/200	4680/20	40/1,4	125	120	190	3,5	10
67,5-АМЦГ-у-0,06	—	„Malîş“	67,5	0,06	10	6	—	—	10 330	48	62	38	67	0,25	—
68-АМЦ-х-0,6	БАС-60-х-0,6	—	68	0,6	—	12	0,4	—	4 680	40	174	112	50	1,3	—
70-АМЦГ-у-1,3	БАС-Г-60-у-1,3	—	70	1,3	120	15	1,05	92	4 680	40	174	112	50	1,6	—
70-АМЦГ-5	БС-Г-70	„Drujba“	70	5	120	15	3,5	80	1 000	35	155	155	215	8,5	1
70-АНВ-275ч	—	„Elektron“	70/5,2	—	275	12	—	200	8000/75	45,3,8	235	120	150	5,2	11
75-АМЦГ-22ч	—	„Raduga“	75	—	22	8	—	16	8 000	45	95	40	70	0,36	12
100-ПМЦГ-у-0,05	—	—	100	0,05	50	12	—	—	81 900	70	77	28	77	0,25	—
100-АМЦГ-0,7	БАС-Г-80-л-0,8	—	100	0,7	66	15	0,57	54	7 000	60	174	117	53	1,7	—
100-АМЦГ-2,0	БАС-Г-80-л-2,1	—	100	2	180	15	1,6	149	7 000	60	218	138	73	3,35	13
102-АМЦ-у-1,0	БАС-80-у-1,0	—	102	1	95	15	0,75	68	7 000	60	218	138	73	3	14
102-АМЦГ-1,2	БАС-Г-90	—	102	1,2	—	12	0,85	—	7 000	60	185	145	59	2,5	—
105-ПМЦГ-0,05	ГБ-100 № 3	—	105	0,05	—	6	0,02	—	70 000	70	77	28	77	0,18	—
120-ПМЦГ-0,15	ГБ-120	—	120	0,15	—	6	0,1	—	49 000	75	174	26	84	0,47	—
120-АМЦГ-0,27	БАС-Г-120	—	120	0,27	—	6	0,2	—	8 750	56	240	94	40	1,3	—
123-АСМЦГ-60ч	БАС-Г-120-с-0,45	„Voronaj“	123/12,8	—	60	12	—	45	9000/940	65/7	280	53	85	1,65	15
160-АМЦГ-0,35	БАС-Г-160	—	160	0,35	—	6	0,24	—	11 700	100	109	77	144	1,8	—
200-ПМЦГ-0,01	ГБМ-200-0,01	—	200	0,01	—	6	0,005	—	—	125	65	37	47	0,135	—
225-ПМЦГ-80ч	ГБ-200	—	225	—	80	6	—	60	85 000	150	86	63	147	1	—
315-ПМЦГ-80ч	ГБ-300 № 2	—	315	—	80	6	—	60	120 000	210	80	80	155	1,3	—
330-ЭВМЦГ-1000	—	„Molnia“	330	—	1000	6	—	—	—	240	120	62	132	1,4	16
400-ПМЦГ-0,01	ГБ-400	—	400	0,01	—	6	0,005	—	—	250	87	63	35	0,25	—

Notă : 1 – Se fabrică pentru receptorul „Rodina-47“ ; 2 – pentru receptoarele „Iskra-49“, „Rodina 52“ şi „Novi“ ; 3 – pentru lanterne de buzunar ; 4 – pentru aparate de ascultat (pentru surzi) ; 5 – cu aceleaşi caracteristici se fabrică 1,54-ПМЦ-х-18 ч ; 6 – se foloseşte în receptorul „Turist“ ; 7 – pentru receptorul „Dorojnîi“ ; 8 – pentru electromotorul magnetofonului de reportaj ; 9 – anodică şi de negativare pentru receptoarele „Iskra-49“, „Rodina-52“ şi „Novi“ ; înainte de linia de fracţie sînt date caracteristicile pentru bateria anodică, iar după linie, cele pentru bateria de negativare ; 10 – anodică şi de filament pentru receptoarele „Tula“, „Zaria“ şi „Luci“ „ înainte de linia de fracţie sînt date caracteristicile bateriei anodice, iar după linie, cele ale bateriei de filament ; 11 – anodică şi de filament pentru receptorul „Dorojnîi“ (alimentarea staţionară) ; înainte de linia de fracţie sînt date caracteristicile bateriei anodice, iar după linie, cele ale bateriei de filament ; 12 – pentru receptoarele „Dorojnîi“ şi „Turist“ ; 13 – cu aceleaşi caracteristici se fabrică 100-АМЦГ-у-2,0 ; 14 – cu aceleaşi caracteristici se fabrică 102-АМЦ-х-1,0 ; 15 – anodică şi de negativare ; înainte de linia de fracţie sînt date caracteristicile pentru bateria anodică, iar după linie, caracteristicile de negativare ; 16 – pentru proiectorul fotografic cu descărcări (blitz) ЭВ-1 ; în rubrica „durata de funcţionare“ cifra 1000 exprimă numărul de conectări ale bateriei respective.

16-2. ACUMULATOARE

Pentru alimentarea receptoarelor, amplificatoarelor și a altor tipuri de aparate radiotehnice și electronice, în paralel cu bateriile galvanice, se folosesc și acumulatoare de diferite tipuri și construcții și cu diverși parametri.

Avantajul principal al acumulatoarelor, în comparație cu elementele galvanice, constă în faptul că durata lor de serviciu este mult mai mare. Astfel, după consumarea energiei electrice înmagazinate în acumulator, acesta poate fi reîncărcat de un număr mare de ori de la o sursă exterioară de curent (acumulatoarele suportă 200—500 cicluri de încărcare-descărcare). Dacă acumulatoarele sînt bine întreținute, ele pot funcționa cîțiva ani. Pe lîngă aceasta, acumulatoarele mai prezintă următoarele avantaje: tensiunea debitată este foarte constantă și sînt capabile să dea curent de descărcare mai mare decît elementele galvanice.

Acumulatoare acide (cu plumb)

Acumulatorul acid (sau acumulatorul cu plumb) se compune din două grupe de plăci de plumb, tratate în mod special, avînd garnituri în formă de grătar confecționate din ebonită sau placaj și așezate între plăci; toate aceste piese sînt introduse într-un recipient de sticlă, ebonită sau material plastic, umplut cu electrolit și închis etanș.

Ca electrolit pentru acumulatoarele cu acid servește o soluție apoasă de acid sulfuric. Densitatea soluției, care se controlează cu un densimetru la temperatura de +15 °C, trebuie să fie de 25° (greutatea specifică 1,21). Pentru prepararea unui litru de soluție cu această densitate este necesară o cantitate de 864 g apă distilată (se poate folosi și apă curată de ploaie sau de zăpadă) și 346 g acid sulfuric chimic pur.

Acidul sulfuric fiind foarte toxic necesită precauțiuni speciale atunci cînd se lucrează cu el (căzînd pe piele, acidul sulfuric provoacă arsuri grave). Locurile atacate de acid sulfuric trebuie udate imediat cu o soluție alcalină slabă (sodă), iar apoi spălate cu apă curată. Acidul sulfuric se păstrează în sticle închise ermetic cu dopuri de cauciuc sau de sticlă.

Soluția se prepară în vase curate de sticlă, porțelan sau plumb. Peste apă se adaugă acidul sulfuric, turnîndu-l cu atenție, în jet subțire (de preferat sub formă de picături) și amestecînd mereu soluția cu o baghetă de sticlă. In contact cu apa, acidul sulfuric dezvoltă o cantitate mare de căldură și, de aceea, dacă se toarnă dintr-o dată, vasul de sticlă se poate sparge. Este interzis să se toarne apă în acid sulfuric, deoarece în acest caz acidul începe să fiarbă violent și să stropească.

Soluția astfel preparată se toarnă în acumulatoare în așa fel încît nivelul lichidului să depășească cu 5—15 mm marginea superioară a plăcilor de plumb.

Acumulatoarele se încarcă (după 3—6 ore de la umplere), de la o sursă de curent continuu legîndu-le în serie cu un reostat și respectînd polaritatea (borna pozitivă a acumulatorului trebuie conectată la polul pozitiv al sursei de curent, iar borna negativă, la polul negativ).

Prima încărcare a acumulatoarelor se face fără întrerupere timp de 36 de ore, cu un curent egal cu 10% din capacitatea acumulatorului. După aceasta se face o pauză de trei ore, iar apoi se continuă încărcarea timp de 12 ore, cu același curent. Incărcările următoare se fac timp de 12—15 ore cu același curent ca și la prima încărcare.

Acumulatorul este încărcat complet atunci cînd se observă o „fierbere" intensă a electrolitului. In timpul încărcării și 2—3 ore după aceea orificiile acumulatorului trebuie lăsate deschise (dopurile scoase).

In timpul încărcării se degajă vapori de acid toxici și de aceea acumulatoarele nu trebuie încărcate în încăperi de locuit. In afară de acestea, acumulatoarele degajă oxigen și hidrogen care formează un gaz detonant care în contact cu focul se poate aprinde provocînd explozii puternice. De aceea nu trebuie să se apropie de acumulatoarele puse la încărcare chibrituri aprinse, lumînări, țigări etc.

Tensiunea nominală a unui element de acumulator acid este egală cu 2 V. Tensiunea la sfîrșitul încărcării trebuie să fie de 2,6—2,8 V (densitatea electrolitului crește pînă la 28°), iar la sfîrșitul descărcării, de cel puțin 1,8 V.

Un acumulator descărcat (pînă la 1,8 V) trebuie reîncărcat după cel mult 24 h, deoarece în caz contrar capacitatea lui scade. Dacă nivelul electrolitului scade (în timpul exploatării), el trebuie restabilit adăugîndu-se apă distilată.

In tabela 16-2 sînt date caracteristicile principale ale cîtorva tipuri de baterii de acumulatoare acide, de producție industrială sovietică.

Acumulatoare alcaline

Acumulatoarele alcaline prezintă o serie de avantaje în comparație cu cele cu acid: ele au o rezistență mecanică mult mai mare și nu se defectează în cazul unor scurtcircuite de scurtă durată; pot fi încărcate și descărcate cu curenți mari și pot rămîne timp îndelungat în stare descărcată. Pe lîngă aceasta, deservirea și întreținerea acumulatoarelor alcaline este mult mai simplă decît a celor cu acid.

In U.R.S.S. se fabrică două tipuri de acumulatoare alcaline: acumulatoare cu cadmiu-nichel (Cd-Ni) și cu fiernichel (Fe-Ni). Aceste două tipuri de acumulatoare sînt analoge atît ca dimensiuni cît și ca parametrii electrici, dar acumulatoarele de cadmiu-nichel au o rezistență internă mai mică (de 1,5—2 ori) și un curent de autodescărcare mai slab (de 2—3 ori).

Ca electrolit pentru acumulatoarele alcaline se folosește o soluție apoasă de hidroxid de potasiu cu densitatea de 23—25° (greutatea specifică 1,19—1,21) sau hidroxid de sodiu cu densitatea de 21—23° (greutatea specifică 1,17—1,19). Pentru 1 l de soluție cu această densitate este necesară o cantitate de 255—282 g hidroxid de potasiu sau 177—201 g hidroxid de sodiu. Pentru prepararea soluției se poate folosi apă distilată, apă curată din zăpadă sau de ploaie.

Pentru mărirea duratei de serviciu a acumulatoarelor se recomandă ca în soluție să se adauge monohidrat de litiu alcalin (20 g la 1 l soluție de hidroxid de potasiu sau 30 g la 1 l soluție de hidroxid de sodiu).

Cînd acumulatorul lucrează la o temperatură a mediului ambiant cuprinsă între +15 și +30 °C se folosește ca electrolit, de cele mai multe ori, hidroxidul de sodiu. La temperaturi sub —15 °C se folosește o soluție de hidroxid de potasiu cu densitatea 30—34° greutatea specifică 1,26...1,3), fără adaos de hidroxid de litiu. La 1 l de soluție cu această densitate se consumă 353—416 g hidroxid de potasiu.

Hidroxidul de potasiu și cel de sodiu (cristalizate) sînt baze foarte puternice (distrug țesăturile de lînă și bumbac, încălțămintea de piele, pielea corpului omenesc și atacă ochii); de aceea, ele trebuie manipulate cu grijă și atenție. Pielea atacată sau locurile de pe îmbrăcăminte unde au căzut picături din aceste baze trebuie udate imediat cu o soluție de acid boric sau oțet, iar apoi spălate cu apă cu-

Tabela 16-2

Caracteristicile principale ale acumulatoarelor acide (cu plumb)

Denumirea	Tensiunea nominală V	Capacitatea nominală, Ah	Curentul nominal de încărcare, A	Curentul nominal de descărcare, A	Dimensiunile, mm			Greutatea (cu electrolit), kg	Cantitatea de electrolit, l
					Lungimea	Lățimea	Înălțimea		
РНП-60	2	60	6	6	168	111	228	8,1	0,7
2РНП-40	4	40	4	4	168	153	228	10,9	0,8
2РНП-60	4	60	6	6	217	164	230	15,7	1,4
2РНП-80	4	80	8	8	273	164	230	20,4	1,8
3-МТ-14	6	10	1	1	124	100	181	4,2	0,35
3-МТМ-14	6	12	1,5	1,2	125	81	189	5	0,5
3-СТ-60	6	60	5	6	179	178	237	15	2,25
3-СТ-70	6	70	6,5	7	257	194	230	16	2,5
3-СТ-84	6	84	8	8,4	272	188	230	19	2,65
3-СТ-98	6	98	10	9,8	308	188	245	21,5	3,5
3-СТ-112	6	112	10	11,2	340	188	245	24,5	4
3-СТ-126	6	126	10	12,6	386	188	245	27,5	4,5
3-СТ-135	6	135	10	13,5	335	180	240	27,5	4,75
6-СТ-42	12	42	4	4,2	240	179	219	—	3
6-СТ-54	12	54	5	5,4	283	182	237	19	3,75
6-СТ-68	12	68	6	6,8	358	183	236	24	5
6-СТ-110	12	110	10	11	587	238	232	53	8,4

Notă : Cifra de la începutul denumirii bateriei de acumulatoare indică numărul de elemente din care este formată bateria, literele arată destinația și materialul (РНП — de radio, pentru filamente, în recipient de material plastic ; МТ — de motocicletă ; МТМ — de motocicletă cu separator din cauciuc microporos ; СТ — de demaror), iar numărul scris după grupul de litere arată capacitatea nominală.

rată și săpun pînă cînd partea respectivă a corpului încetează să mai fie alunecoasă. Hidroxidul de potasiu și cel de sodiu (sau soluțiile lor) trebuie păstrate în vase ermetic închise (pentru a nu pătrunde aerul).

Soluția se prepară în vase curate de sticlă, vase smălțuite sau vase de fier în care se toarnă întîi cantitatea necesară de apă distilată, iar apoi se introduc, cu un cleşte de fier sau direct cu mîna îmbrăcată cu o mănușă de cauciuc, cristalele ; soluția se amestecă încontinuu cu o baghetă de sticlă sau de oțel (în timpul dizolvării cristalelor soluția se încălzește intens). Imediat ce temperatura electrolitului preparat scade pînă la 25 °C trebuie să se înceapă umplerea acumulatoarelor, pentru a reduce la minimum timpul acțiunii aerului asupra electrolitului.

Umplerea acumulatoarelor alcaline se face la fel ca și a celor acide. În acumulatorul umplut se recomandă să se toarne cîteva picături de ulei de vaselină care formează pe suprafața electrolitului o peliculă continuă, izolîndu-l astfel de mediul ambiant.

Se interzice categoric folosirea acelorași vase pentru prepararea soluțiilor acumulatoarelor alcaline și a celor acide și de asemenea se interzice păstrarea și încărcarea acumulatoarelor alcaline în aceeași încăpere cu cele acide.

Încărcarea acumulatoarelor alcaline durează de obicei 8—10 ore. În timpul încărcării și 2—3 ore după aceea, orificiile acumulatoarelor trebuie să fie deschise. În acest timp se interzice să se apropie de acumulator lumînări, chibrite sau țigări aprinse, pentru motivele expuse mai înainte.

Momentul încărcării complete a unui acumulator alcalin este determinat de durata încărcării, de intensitatea curentului de încărcare și de tensiunea fiecărui element al acumulatorului.

Tensiunea nominală a unui element de acumulator alcalin este de 1,25 V. La sfîrșitul încărcării tensiunea crește pînă la 1,75—1,8 V, iar la sfîrșitul descărcării (în sarcină) tensiunea scade pînă la 1 V.

La acumulatoarele alcaline electrolitul trebuie înlocuit cel puțin o dată la 6 luni.

Caracteristicile principale ale acumulatoarelor alcaline fabricate în Uniunea Sovietică sînt date în tabela 16-3.

Acumulatoare cu argint-zinc

În comparație cu acumulatoarele acide și alcaline, acumulatoarele cu argint-zinc au o densitate mai mare a curentului (0,5 A/cm², la o grosime a plăcilor de 0,1—0,15 mm), un curent mai mic de autodescărcare (după o păstrare de 6 luni, rezerva de energie electrică înmagazinată scade doar cu 20%) și o comportare mai bună la variații considerabile ale temperaturii ambiante.

Acumulatorul cu argint-zinc se compune dintr-un vas de material plastic în care sînt introduse plăci din oxid de zinc (electrozii negativi) și plăci de argint (electrozii pozitivi). Ca electrolit se folosește o soluție de hidroxid de potasiu.

Tensiunea nominală a acumulatorului este de 1,5 V. Încărcarea se face la o tensiune de 2,1 V.

Tabela 16-3

Caracteristicile principale ale acumulatoarelor alcaline

Denumirea	Tensiunea nominală V	Capacitatea nominală Ah	Curentul nominal de încărcare A	Curentul nominal de descărcare A	Dimensiunile mm	Greutatea (cu electrolit) kg
АКН-2,25	1,25	2,25	0,56	0,28	45×20×120	0,33
НКН-10	1,25	10	2,5	1,25	80×31×110	0,74
НКН-22	1,25	22	5,5	2,75	105×32×200	1,67
НКН-45	1,25	45	11,25	5,65	105×53×200	2,72
НКН-60	1,25	60	15	7,5	152×45×330	4,6
НКН-100	1,25	100	25	12,5	152×70×330	6,5
2ФЖН-8-I	2,5	8	2	1	81×63×110	1,45
2ФЖН-8-II	2,5	8	2	1	162×32×110	1,45
4НКН-10	5	10	2,5	1,25	188×76×128	—
4НКН-45; 4ЖН-45	5	45	11,25	5,65	305×148×252	15
4НКН-60; 4ЖН-60	5	60	15	7,5	262×170×388	24,2
4НКН-100; 4ЖН-100	5	100	25	12,5	374×178×388	34,2
5НКН-10	6,25	10	2,5	1,25	190×89×128	—
5НКН-45; 5ЖН-45	6,25	45	11,25	5,65	372×148×252	17,6
5НКН-60; 5ЖН-60	6,25	60	15	7,5	315×170×388	29,9
5НКН-100; 5ЖН-100	6,25	100	25	12,5	459×178×388	40
7НКН-45; 7ЖН-45	8,75	45	11,25	5,65	508×148×252	24,9
10НКН-22; 10ЖН-22	12,5	22	5,5	2,75	465×148×252	21,6
10НКН-45; 10ЖН-45	12,5	45	11,25	5,65	707×152×252	34,8
10НКН-60; 10ЖН-60	12,5	60	15	7,5	600×170×388	57,8
10НКН-100; 10ЖН-100	12,5	100	25	12,5	884×178×388	78
17ЖН-22	21.25	22	5,5	2,75	435×285×252	36
17НКН-45	21,25	45	11,25	5,65	640×289×252	—
32АКН-2,25	40	2,25	0,56	0,28	525×165×168	—
64АКН-2,25	80	2,25	0,56	0,28	525×317×168	—

Tabela 16-4

Caracteristicile principale ale acumulatoarelor cu argint-zinc

Denumirea	Tensiunea nominală V	Capacitatea nominală, Ah	Curentul nominal de încărcare, A	Curentul de descărcare (la un regim de descărcare de 5 minute), A	Dimensiunile, mm	Greutatea, g
СЦ-0,5	1,5	0,5	0,5	7	12×24×37	19,5
СЦ-5	1,5	5	5	70	32×45×63	165
СЦ-11	1,5	12	10	120	21×41×100	190
СЦ-25	1,5	25	25	300	47×47×106	470
СЦ-45	1,5	45	50	700	47×51×140	700
СЦ-95	1,5	95	100	1200	71×55×212	1820
СЦ-100	1,5	100	100	1200	50×105×140	1950

Deoarece conţin o cantitate mică de electrolit iar dopul este impermeabil, aceste acumulatoare pot fi montate în orice poziţie.

Dezavantajul acumulatoarelor cu argint-zinc este costul lor destul de ridicat.

In tabela 16-4 sînt date caracteristicile principale ale acumulatoarelor cu argint-zinc fabricate în Uniunea Sovietică.

16-3. GENERATOARE TERMOELECTRICE

Pentru alimentarea receptoarelor la baterie şi a staţiilor mici de radioficare din colhozuri în Uniunea Sovietică se fabrică generatoare termoelectrice de tipurile ТГК-3, ТЭГК-2-2 şi ТГК-10.

Funcţionarea generatorului termoelectric se bazează pe folosirea efectului termoelectric, care constă în faptul că prin încălzirea locului de sudură dintre două metale diferite la capetele lor libere (reci), care au o temperatură mai scăzută, apare o forţă electromotoare continuă (de ordinul milivolţilor).

G e n e r a t o r u l t e r m o e l e c t r i c ТГК-3 (figura 16-1) este destinat pentru alimentarea receptoarelor „Rodina-47", „Rodina-52", „Iskra" etc. El se compune din două baterii termice cu un număr mare de termoelemente metaloceramice legate în serie. Una dintre aceste baterii, care dă o tensiune de 2 V la un curent de 2 A, este folo-

sită pentru alimentarea circuitelor anodice ale receptorului printr-un vibrator, iar cealaltă baterie, care dă o tensiune de 2 V la un curent de 0,5 A, este folosită pentru alimentarea filamentelor; această baterie mai are o priză la 1,2 V (cu un curent de 0,36 A).

Bateriile termice sînt încălzite cu o lampă de petrol „Molnia" Nr. 20, care este folosită în același timp și pentru iluminat. Consumul de petrol este de 60—70 g într-o oră.

Generatorul termoelectric are o durată de funcționare mare și nu se defectează la scurtcircuite de durată mică.

Generatorul termoelectric ТЭГК-2-2 este destinat tot pentru alimentarea receptoarelor la baterie și se compune de asemenea din două baterii termice, dar, spre deosebire de generatorul termoelectric ТГК-3, acesta nu are nevoie de vibrator.

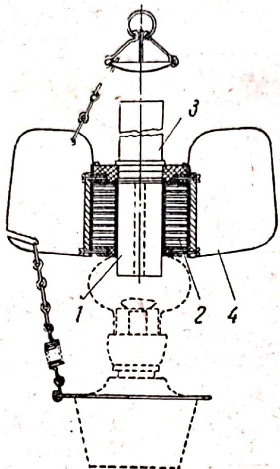


Fig. 16-1. Construcția generatorului termoelectric ТГК-3:
1 – încălzitor; *2* – blocurile de baterii termoelectrice; *3* – tub de tiraj; *4* – aripioare de răcire.

Una dintre bateriile termice (1,4—0,6 V la un curent de 180—650 mA) servește pentru alimentarea filamentelor, iar cealaltă (150—60 V la un curent de 6—13,5 mA) este utilizată pentru alimentarea directă a circuitelor anodice și de grilă ale receptorului. Bateriile termice sînt încălzite cu o lampă de petrol „Molnia" nr. 20.

Datorită faptului că nu este necesară folosirea vibratorului, nivelul de zgomot în receptorul alimentat de la acest generator termoelectric este mult mai scăzut decît atunci cînd același receptor se alimentează cu un generator de tip ТГК-3.

Generatorul termoelectric ТГК-10 este destinat pentru alimentarea stațiilor mici de radioficare, de tip КРУ-2. El are două baterii termice, dintre care una (1,2 V la un curent de 0,7 A) servește pentru alimentarea circuitelor de filamente, iar cealaltă (10 V la un curent de 1 A) este utilizată pentru alimentarea circuitelor anodice, prin vibratorul montat în stația de radioficare КРУ-2.

Încălzirea bateriilor termice ale acestui generator se face cu ajutorul unui arzător cu petrol (primus).

16-4. REDRESOARE

Redresoarele servesc pentru transformarea tensiunii alternative a rețelei în tensiune continuă; pulsațiile rămase se netezesc apoi cu ajutorul unui filtru.

În redresoarele pentru alimentarea receptoarelor și amplificatoarelor se folosesc fie tuburi redresoare (de tip kenotron), fie coloane de seleniu, fie diode semiconductoare (de germaniu sau de siliciu).

Coloanele de seleniu industriale BC, ABC și TBC (se fabrică peste 600 de tipuri) sînt compuse din celule rotunde (cu diametre de 5; 7,2; 18; 25; 35; 45 și 100 mm) sau sub formă de patrat (40×40, 60×60, 75×75, 90×90 și 100×100 mm) și sînt destinate pentru diferite montaje de redresare, fiind calculate pentru diverse tensiuni și curenți (fig. 16-2).

Fiecare element (celulă) dintr-o coloană BC sau ABC este calculat pentru o tensiune alternativă de intrare U pînă la 18 V și pentru o amplificare maximă a tensiunii inverse $U_{inv}=25$ V; la coloana TBC fiecare element este calculat pentru tensiunea U pînă la 30 V și $U_{inv}=42$ V.

Alegerea schemei redresorului este determinată de tensiunea și de curentul necesar pentru alimentare, de felul alimentării de la rețeaua electrică (direct sau prin transformator) și de tipul elementului redresor (tuburi redresoare, coloane de seleniu sau diode semiconductoare).

În cele ce urmează vor fi prezentate diverse scheme de redresoare cu sarcină capacitivă. Capacitatea este constituită de cele mai multe ori dintr-un condensator electrolitic.

Calculul redresorului se face în funcție de valorile necesare pentru tensiunea și curentul redresat și în funcție de tensiunea alternativă de rețea.

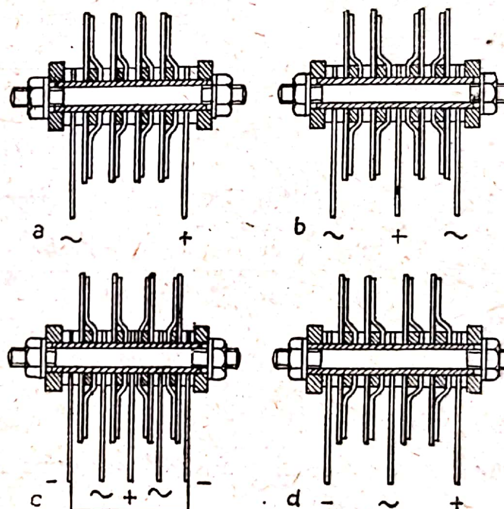


Fig. 16-2. Coloane de seleniu pentru diferite tipuri de redresoare:
a – pentru redresarea unei singure alternanțe; *b* – pentru redresarea ambelor alternanțe, cu punct nul; *c* – pentru redresarea ambelor alternanțe în punte; *d* – pentru redresarea ambelor alternanțe cu dublarea tensiunii.

Calculele determină alegerea tipului de kenotron (din tabela 16-5) sau diametrul și numărul celulelor de seleniu (din tabela 16-6) sau, în sfîrșit, tipul și numărul de diode semiconductoare (vezi paragraful respectiv și tabela 16-8); se determină de asemenea tensiunea înfășurării secundare, curentul din înfășurarea secundară și primară a transformatorului sau valoarea rezistenței adiționale (de protecție), capacitatea și tensiunea de lucru a condensatorului (care se aleg din tabela 16-7), precum și coeficientul de pulsație.

Formulele simplificate de calcul prezentate mai jos, precum și graficele indicate sînt valabile pentru cazul cînd rețeaua electrică are frecvența de 50 Hz.

Tabela 16-5

Parametrii electrici ai tuburilor redresoare (kenotroane)

Tipul	Numărul de anozi	Tensiunea de filament, V	Curentul de filament, mA	Tensiunea maximă redresată U_0, V	Curentul maxim redresat I_0, mA	Amplitudinea maximă a tensiunii inverse pe anod U_{inv}, V	Amplitudinea maximă a curentului anodic I_{max}, mA	Rezistența internă R_i Ω
1Ц1С	1	0,7	185	5100	0,5	15000	5	7500
1Ц7С	1	1,25	200	10000	2	30000	17	14000
1Ц11П	1	1,2	200	6700	0,3	20000	2	20000
2Ц2С	1	2,5	1750	4200	7	12500	100	4500
5Ц3С	2	5	3000	570	125×2	1700	750×2	200
5Ц4М	2	5	2000	520	70×2	1550	415×2	150
5Ц4С	2	5	2000	450	62,5×2	1350	375×2	150
5Ц8С	2	5	5000	570	210×2	1700	1200×2	200
5Ц9С	2	5	3000	570	102×2	1700	600×2	300
5Ц12П	1	5	770	1700	50	5000	350	400
6Ц4П	2	6,3	600	400	37×2	1000	300×2	250
6Ц5С	2	6,3	600	460	37×2	1375	300×2	250
6Ц13П	1	6,3	1000	530	120	1600	900	250
30Ц6С	2	30	300	200	60×2	500	500×2	150

Tabela 16-6

Parametrii electrici ai celulelor de seleniu

Dimensiunile, mm	Curentul maxim redresat I, mA	Rezistența internă r, la curentul I, Ω	Rezistența internă R_i a coloanei sau a celulei, la curentul de lucru I_0, Ω	Dimensiunile, mm	Curentul maxim redresat I, mA	Rezistența internă r, la curentul I, Ω	Rezistența internă R_i a coloanei sau a celulei, la curentul de lucru I_0, Ω
∅ 5	1,2	300	$R_i=Nr\sqrt{\frac{I}{I_0}}$, unde N este numărul de celule legate în serie, în coloană	∅ 100	1500	0,15	$R_i=Nr\sqrt{\frac{I}{I_0}}$, unde N este numărul de celule legate în serie, în coloană
∅ 7,2	6	90		40×40	300	1,2	
∅ 18	40	15		60×60	600	0,5	
∅ 25	75	5		75×75	1200	0,25	
∅ 35	150	2,5		90×90	1500	0,15	
∅ 45	300	1,2		100×100	2000	0,12	

Notă **: Rezistența celulelor de seleniu de tip TBC trebuie mărită de 1,5 ori în comparație cu cea dată în tabelă.**

Tabela 16-7

Parametrii electrici ai condensatoarelor electrolitice

Capacitatea nominală, μF	Tensiunea nominală de lucru U_{C0}, V									
2	—	—	—	—	—	—	300	400	450	—
4	—	—	—	—	—	150	300	400	450	—
5	—	—	—	—	—	—	300	400	450	500
8	—	—	—	—	50	150	300	400	450	—
10	—	12	20	30	50	150	300	400	450	500
20	—	12	20	30	50	150	300	400	450	500
30	—	12	20	30	50	150	300	—	—	—
40	—	—	—	—	—	—	—	—	450	—
50	8	12	20	30	50	—	—	—	—	—
100	8	12	20	30	50	—	—	—	—	—
200	8	12	20	30	—	—	—	—	—	—
500	8	12	20	30	—	—	—	—	—	—
1000	8	12	20	—	—	—	—	—	—	—
2000	8	12	20	—	—	—	—	—	—	—

Mărimi, notații și unități de măsură

Denumirea mărimii	Notația	Unitatea de măsură
Tensiunea redresată înainte de filtru	U_0	V
Tensiunea inversă (dintre anodul și catodul tubului redresor sau a coloanei de seleniu, atunci cînd anodul se află la potențial negativ)	U_{inv}	V
Tensiunile alternative în înfășurările 1, 2, 3 și 4 ale transformatorului de rețea	U_1, U_2, U_3 și U_4	V
Curentul redresat (de lucru)	I_0	mA
Impulsul maxim de curent prin tubul redresor	I_{max}	mA
Curenții din înfășurările 1, 2, 3 și 4 ale transformatorului	I_1, I_2, I_3 și I_4	mA
Curentul total al înfășurării primare (ținîndu-se seama de curenții tuturor înfășurărilor secundare)	$I_{1\,tot}$	mA
Curentul maxim redresat al celulei de seleniu	I	mA
Rezistența adițională (de protecție)	R_p	Ω
Puterea disipată de rezistența R_p	P_{R_p}	W
Rezistența internă a tubului redresor sau a coloanei de seleniu	R_i	Ω
Rezistența internă a celulei de seleniu la curentul maxim redresat	r	Ω
Numărul de celule legate în serie, în coloană	N	—
Rezistența transformatorului (rezistența înfășurării secundare și rezistența înfășurării primare a transformatorului raportată la secundar)	R_{Tr}	Ω
Capacitatea condensatorului de filtraj	C_0, C_1, C_2, C_3, C_4	μF
Tensiunea nominală de lucru pe condensatoarele C_0, C_1 și C_2	U_{C0}, U_{C1}, U_{C2}	V
Coeficientul de pulsație la intrarea filtrului	p_0	%

Schema pentru redresarea unei singure alternanțe

Montajul simplu reprezentat în fig. 16-3 redresează o singură alternanță (pozitivă) a tensiunii alternative. Acest montaj se folosește pentru alimentarea instalațiilor în care este admisă o pulsație relativ mare a tensiunii redresate. El se recomandă în cazul cînd puterea necesară este de cel mult 10—15 W.

Fig. 16-3. Schema redresorului pentru o singură alternanță.

In schemă se folosesc tuburi redresoare (kenotroane), coloane de seleniu sau diode semiconductoare. Frecvența pulsației este egală cu frecvența tensiunii care se redresează (50 Hz).

F o r m u l e d e c a l c u l:

$$U_{inv}=3U_0;\quad I_{max}=7I_0;\quad U_2=0{,}75U_0+\frac{I_0(R_i+R_{Tr})}{265};$$

$$I_2=2I_0+\frac{12U_0}{R_i+R_{Tr}};\quad I_1=\frac{1{,}2U_2\sqrt{I_2^2-I_0^2}}{U_1};\quad C_0=\frac{60I_0}{U_0};$$

$$U_{C0}=1{,}2U_0;\quad p_0=\frac{600I_0}{U_0C_0};$$

$$I_{1\,tot}=I_1+\frac{I_3U_3}{U_1}+\frac{I_4U_4}{U_1}+\ldots$$

Pentru montajele fără transformator de rețea:

pentru $U_1=110$ V $\quad R_p=\frac{200\,(145-U_0)}{I_0}$;

pentru $U_1=127$ V $\quad R_p=\frac{200\,(168-U_0)}{I_0}$;

pentru $U_1=220$ V $\quad R_p=\frac{200\,(290-U_0)}{I_0}$;

$$I_1=2I_0+\frac{12U_0}{R_i+R_p};$$

$$P_{R_p}=\frac{I_1^2R}{1\,000\,000}.$$

Exemplu de calcul. Se dau: $U_0=250$ V; $I_0=50$ mA; $U_1=110$ V.

Se determină:

$U_{inv}=3\cdot 250=750$ V; $\quad I_{max}=7\cdot 50=350$ mA.

Se alege o coloană de seleniu compusă din celule cu diametrul de 25 mm. Deoarece tensiunea inversă pentru o celulă este de 25 V, numărul necesar de celule pentru a fi inseriate, în întreaga coloană, este:

$$N=\frac{750}{25}=30 \text{ buc.}$$

Deci, pentru redresor putem folosi o coloană de seleniu gata fabricată, de tip ABC-25-68.

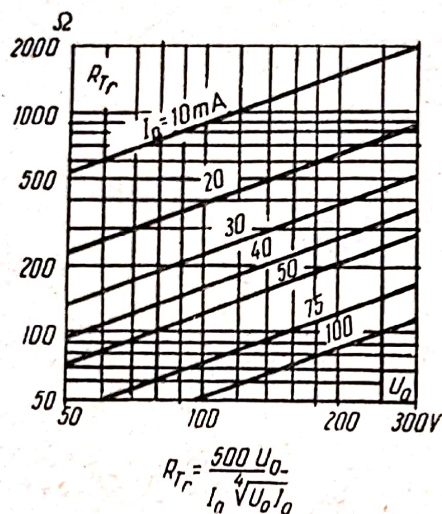


Fig. 16-4. Diagrama şi formula necesare determinării rezistenţei transformatorului, la un redresor pentru redresarea unei singure alternanţe.

Din tabela 16-5 se determină:

$$R_i=30\cdot5\sqrt{\frac{75}{50}}=184\ \Omega,$$

iar din grafic sau din formula indicată în fig. 16-4 se obţine:

$$R_{Tr}=240\ \Omega.$$

Atunci:

$$U_2=0{,}75\cdot250+\frac{50\,(184+240)}{265}=268\ \text{V};$$

$$I_2=2\cdot50+\frac{12\cdot250}{184+240}=107\ \text{mA};$$

$$I_1=\frac{1{,}2\cdot268\sqrt{107^2-50^2}}{110}=278\ \text{mA};$$

$$C_0=\frac{60\cdot50}{250}=12\ \mu\text{F};$$

$$U_{C0}=1{,}2\cdot250=300\ \text{V}.$$

Din tabela 16-7 se alege un condensator electrolitic cu capacitatea de 10 μF, la o tensiune de lucru de 300 V. In acest caz

$$p_0=\frac{600\cdot50}{250\cdot10}=12\%,$$

adică redresorul este bun, de exemplu, pentru alimentarea înfăşurării de excitaţie a unui difuzor electrodinamic (v. tabela 16-9).

Pentru U_4=6,3 V şi I_4=1000 mA se obţine:

$$I_{1\,tot}=278+\frac{1000\cdot6{,}3}{110}=335\ \text{mA}.$$

Schemă cu dublă diodă pentru redresarea ambelor alternanţe

Montajul reprezentat în fig. 16-5, care este foarte răspîndit, redresează ambele alternanţe ale tensiunii alternative (cele două jumătăţi ale înfăşurării secundare a transformatorului funcţionează pe rînd). Acest montaj se recomandă în cazul în care puterea necesară depăşeşte 10—15 W.

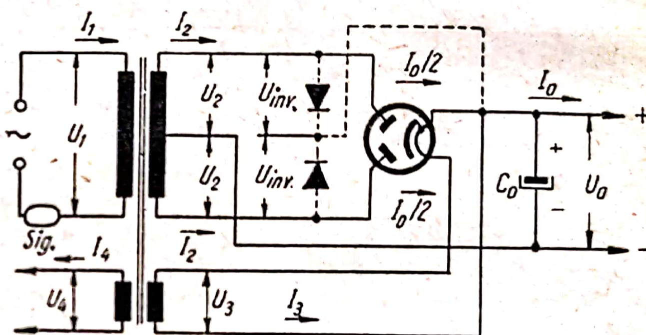


Fig. 16-5. Schema redresorului pentru redresarea ambelor alternanţe, cu punct nul.

In schemă se folosesc, de cele mai multe ori, tuburi redresoare (kenetroane) cu două plăci şi, mai rar, coloane de seleniu şi diode semiconductoare. Frecvenţa pulsaţiei este egală cu dublul frecvenţei tensiunii ce se redresează (100 Hz).

Formule de calcul:

$$U_{inv}=3U_0;\quad I_{max}=3{,}5I_0;\quad U_2=0{,}75U_0+\frac{I_0(R_i+R_{Tr})}{530};$$

$$I_2=I_0+\frac{12U_0}{R_i+R_{Tr}};\quad I_1=\frac{1{,}7U_2I_2}{U_1};\quad C_0=\frac{30I_0}{U_0};$$

$$U_{C0}=1{,}2U_0;\quad p_0=\frac{300I_0}{U_0C_0};\quad I_{1\,tot}=I_1+\frac{I_3U_3}{U_1}+\frac{I_4U_4}{U_1}+\ldots$$

Exemplu de calcul. Se dau: U_0=300 V; I_0=100 mA; U_1=110 V.

Se determină: $U_{inv}=3\cdot300=900$ V; $I_{max}=3{,}5\cdot100=$ $=350$ mA.

Din tabela 16-5 se alege un tub redresor de tip 5Ц4С şi se calculează:

$$R_i=150\ \Omega.$$

Din grafic sau din formula indicată pe fig. 16-6 se obţine:

$$R_{Tr}=230\ \Omega.$$

In acest caz:

$$U_2=0,75\cdot300+\frac{100\,(150+230)}{530}=297\ \text{V};$$

$$I_2=100+\frac{12\cdot300}{150+230}=109\ \text{mA};$$

$$I_1=\frac{1,7\cdot297\cdot109}{110}=500\ \text{mA};$$

$$C_0=\frac{30\cdot100}{300}=10\ \mu\text{F};$$

$$U_{C0}=1,2\cdot300=360\ \text{V}.$$

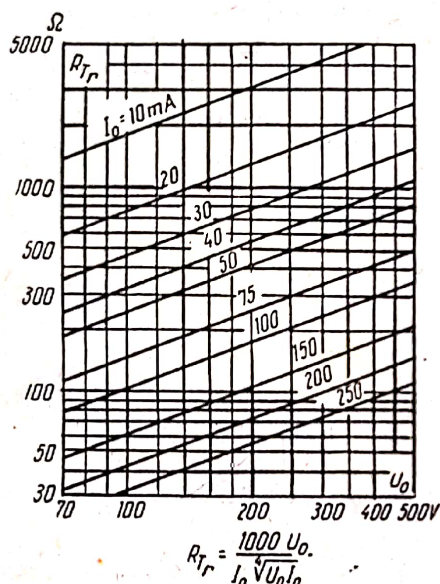


Fig. 16-6. Diagrama şi formula necesare determinării rezistenţei transformatorului, la un redresor pentru redresarea ambelor alternanţe.

Din tabela 16-7 se alege un condensator electrolitic de 10 μF cu U_{C0}=400 V. In acest caz:

$$p_0=\frac{300\cdot100}{300\cdot10}=10\%.$$

Pentru U_3=5 V, I_3=2000 mA, U_4=6,3 V şi I_4=2000 mA.

$$I_{1\,tot}=500+\frac{2000\cdot5}{110}+\frac{2000\cdot6,3}{110}=705\ \text{mA}.$$

Schemă în punte pentru redresarea ambelor alternanţe

Montajul în punte reprezentat în fig. 16-7 redresează ambele alternanţe ale tensiunii alternative. Spre deosebire de montajul de redresare a ambelor alternanţe studiat anterior, la montajul în punte înfăşurarea secundară a transformatorului de reţea nu are priză mediană şi tensiunea dată de această înfăşurare trebuie să fie aproximativ egală cu tensiunea dată de o jumătate din înfăşurarea secundară a transformatorului de reţea din paragraful precedent.

Redresoarele în punte se folosesc, de cele mai multe ori, pentru redresarea unor curenţi mari. Montajele funcţionează cu coloane de seleniu sau cu diode semiconductoare. Frecvenţa pulsaţiei este egală cu dublul frecvenţei tensiunii ce se redresează (100 Hz).

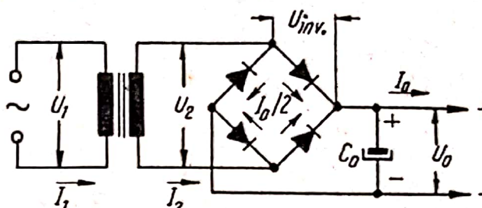


Fig. 16-7. Redresor în punte pentru redresarea ambelor alternanţe.

Formule de calcul:

$$U_{inv}=1,5U_0;\quad I_{max}=3,5I_0;\quad R_{Tr}=\frac{830U_0}{I_0\sqrt[4]{U_0I_0}};$$

$$U_2=0,75U_0+\frac{I_0\,(2R_i+R_{Tr})}{530};\quad I_2=1,41I_0+\frac{16,6U_0}{2R_i+R_{Tr}};$$

$$I_1=\frac{1,2U_2I_2}{U_1};\quad C_0=\frac{30I_0}{U_0};\quad U_{C0}=1,2U_0;\quad p_0=\frac{300I_0}{U_0C_0}.$$

Exemplu de calcul. Se dau: U_0=400 V; I_0=200 mA; U_1=200 V.

Se determină:

U_{inv}=1,5 · 400=600 V; I_{max}=3,5 · 200=700 mA, iar curentul redresat de unul din braţe este de 200 : 2=100 mA.

Din tabela 16-6 se aleg coloanele de seleniu (4 buc.) compuse din celule cu diametrul de 35 mm. Deoarece tensiunea inversă maxim admisibilă pentru o celulă este de 25 V, numărul necesar de celule înseriate, în fiecare coloană, este N=600/25=24 buc. Din tabela 16-6 se obţine:

$$R_i=24\cdot2,5\sqrt{\frac{150}{100}}=73\ \Omega.$$

Se calculează:

$$R_{Tr}=\frac{830\times400}{200\sqrt[4]{400\cdot200}}=98\ \Omega.$$

Atunci:

$$U_2=0,75\cdot400+\frac{200\,(2\cdot73+98)}{530}=392\ \text{V};$$

$$I_2=1,41\cdot200+\frac{16,6\cdot400}{2\cdot73+98}=309\ \text{mA};$$

$$I_1=\frac{1,2\cdot392\cdot309}{220}=660\ \text{mA};$$

$$C_0=\frac{30\cdot200}{400}=15\ \mu\text{F};$$

$$U_{C0}=1,2\cdot400=480\ \text{V}.$$

Din tabela 16-7 se alege un condensator electrolitic cu capacitatea de 20 μF și tensiunea de lucru U_{C0}= =500 V. In acest caz pulsația este:

$$p_0 = \frac{300 \cdot 200}{400 \cdot 20} = 7{,}5\%.$$

Schemă de redresare a ambelor alternanțe cu dublarea tensiunii

Această schemă (fig. 16-8), care redresează ambele semiperioade ale tensiunii alternative, permite să se obțină o tensiune continuă cu amplitudinea aproximativ de 2 ori mai mare decît a tensiunii care se redresează. Se folosește

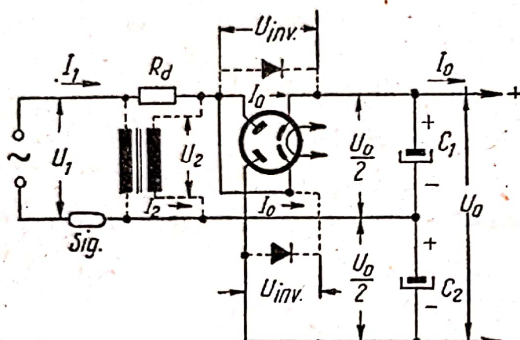


Fig. 16-8. Schema unui redresor pentru ambele alternanțe, cu dublarea tensiunii.

de cele mai multe ori pentru alimentarea receptoarelor fără transformator și a altor instalații, în care tensiunea rețelei (110 sau 127 V) înlocuiește tensiunea înfășurării secundare a transformatorului de rețea, iar filamentele tubului redresor și ale celorlalte tuburi se leagă în serie și se alimentează direct de la rețea.

In acest gen de scheme se folosesc fie tuburi redresoare cu doi anozi și catozi separați, fie coloane de seleniu sau diode semiconductoare. Frecvența pulsației este egală cu dublul frecvenței tensiunii ce se redresează (100 Hz).

Formule de calcul:

$$U_{inv} = 1{,}5U_0; \quad I_{max} = 7I_0;$$

pentru $U_1 = 110$ V: $$R_p = \frac{100(290 - U_0)}{I_0} - R_i;$$

pentru $U_1 = 127$ V: $$R_p = \frac{100(335 - U_0)}{I_0} - R_i;$$

pentru $U_1 = 220$ V: $$R_p = \frac{100(580 - U_0)}{I_0} - R_i;$$

$$I_1 = 2{,}8I_0 + \frac{8U_0}{R_i + R_p};$$

$$P_{Rp} = \frac{I_1^2 R_p}{1\,000\,000};$$

$$C_1 = C_2 = \frac{125I_0}{U_0}; \quad U_{C1} = U_{C2} = 0{,}6U_0; \quad p_0 = \frac{1250I_0}{U_0C_1}.$$

In montajele cu transformator de rețea:

$$R_{Tr} = \frac{220U_0}{I_0\sqrt[4]{U_0I_0}}; \quad U_2 = 0{,}38U_0 + \frac{I_0(R_i + R_{Tr})}{265};$$

$$I_2 = 2{,}8I_0 + \frac{8U_0}{R_i + R_{Tr}}; \quad I_1 = \frac{1{,}2I_2U_2}{U_1}.$$

Exemplu de calcul (varianta fără transformator). Se dau: $U_0 = 180$ V; $I_0 = 5$ mA; $U_1 = 127$ V.

Se determină: $U_{inv} = 1{,}5 \cdot 180 = 270$ V; $I_{max} = 7 \cdot 50 = 350$ mA.

Din tabela 16-5 se alege un tub redresor de tip 30Ц6С și se calculează $R_i = 150\ \Omega$. In acest caz vom avea:

$$R_p = \frac{100(335 - 180)}{50} - 150 = 160\ \Omega;$$

$$I_1 = 2{,}8 \cdot 50 + \frac{8 \cdot 180}{150 + 160} = 145 \text{ mA};$$

$$P_{Rp} = \frac{145^2 \cdot 160}{1\,000\,000} = 3{,}4 \text{ W};$$

$$C_1 = C_2 = \frac{125 \cdot 50}{180} = 35\ \mu\text{F};$$

$$U_{C1} = U_{C2} = 0{,}6 \cdot 180 = 108 \text{ V}.$$

Din tabela 16-7 se alege valoarea condensatoarelor electrolitice: cîte 30 μF fiecare, cu tensiunea de lucru $U_{C1} = U_{C2} = 150$ V. In acest caz pulsația este:

$$p_0 = \frac{1250 \cdot 50}{180 \cdot 30} = 12\%.$$

Schemă pentru redresarea unei singure alternanțe cu multiplicarea tensiunii

Această schemă (fig. 16-9) permite să se obțină (în funcție de numărul K al etajelor de multiplicare) o tensiune redresată U_0 de aproximativ 2, 3, 4 etc. ori mai

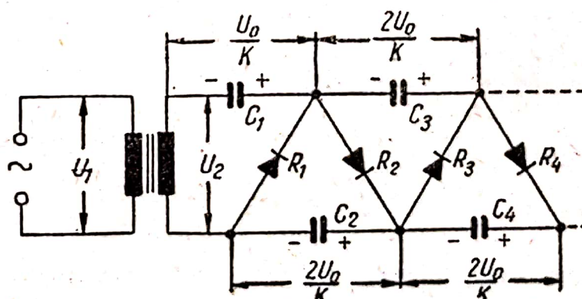


Fig. 16-9. Schema unui redresor multiplicator de tensiune pentru o singură alternanță.

mare de cît tensiunea U_2 care se redresează. Schema se folosește de obicei atunci cînd curentul redresat I_0 este mic (circa 3—5 mA).

Pentru acest gen de redresor se folosesc coloane de seleniu sau diode semiconductoare. Frecvența pulsației este egală cu frecvența tensiunii redresate (50 Hz).

Formule de calcul:

$$U_2 = \frac{0{,}85 U_0}{K}; \quad U_{inv} = 2{,}8 U_2;$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = \ldots = \frac{34 I_0 (K+2)}{U_2};$$

$$U_{C1} = \frac{U_0}{K}; \quad U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = \frac{2U_0}{K};$$

$$p_0 = \frac{200 I_0 (K+2)}{U_2 C_1}.$$

Exemplu de calcul. Se dau: $U_0 = 1000$ V; $I_0 = 1$ mA; $K = 4$.

Se determină: $U_2 = \frac{0{,}85 \cdot 1000}{4} \approx 213$ V; $U_{inv} = 2{,}8 \cdot 213 \approx 600$ V.

Din tabela 16-6 se aleg coloanele de seleniu (4 buc.) compuse din celule cu diametrul de 5 mm. Deoarece tensiunea inversă maxim admisibilă pentru o celulă este de 25 V, numărul necesar de celule inseriate, în fiecare coloană, este:

$$N = 600/25 = 24 \text{ buc.}$$

Cunoscînd aceste date se pot folosi pentru redresor, de exemplu, coloane de seleniu de tip ABC-1-510.

Apoi se calculează: $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = \frac{34 \cdot 1 (4+2)}{213} = 1$ μF; $U_{C1} = \frac{1000}{4} = 250$ V; $U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = \frac{2 \cdot 1000}{4} = 500$ V.

In acest caz pulsația este:

$$p_0 = \frac{200 \cdot 1 (4+2)}{213 \cdot 1} = 6\%.$$

Redresoare cu diode semiconductoare

In afară de tuburi redresoare (kenotroane) și coloane de seleniu, în instalațiile de redresare se folosesc în prezent și diode semiconductoare (în special cu joncțiune) de germaniu și de siliciu. In comparație cu redresoarele echipate cu tuburi electronice, cele construite cu diode semiconductoare au un randament mai mare și o durată de funcționare cu mult mai lungă. Diodele semiconductoare mai prezintă avantajul că au dimensiuni mai mici decît tuburile redresoare și decît coloanele de seleniu, ceea ce este foarte important pentru construirea aparatelor de dimensiuni mici (miniaturizate).

Diodele de germaniu și de siliciu cu joncțiune, fabricate în prezent în Uniunea Sovietică și destinate pentru redresarea curentului alternativ, sînt calculate pentru tensiuni relativ mici. De asemenea, trebuie avut în vedere faptul că diodele de același tip se pot deosebi mult între ele din punct de vedere al rezistenței inverse (în sensul în care dioda nu conduce). De aceea, în redresoarele pentru tensiuni mari trebuie folosite mai multe diode de același tip, conectate în serie, iar pentru distribuirea uniformă a tensiunii inverse între diode, fiecare din ele se suntează cu o rezistență $R_ș$, care trebuie să aibă o astfel de valoare încît curentul ce o străbate să fie de cîteva ori mai mare decît curentul invers al diodei respective. Rezistențele $R_ș$ se aleg de obicei pentru puteri disipate de 0,25—0,5 W.

O proprietate caracteristică a diodelor cu joncțiune este dependența parametrilor acestora de temperatura ambiantă. Diodele de germaniu pot funcționa pînă la temperaturi de cel mult 70 °C, iar cele de siliciu, pînă la temperaturi de cel mult 100 °C.

Ținînd seama de acest fapt, la executarea montajelor, diodele de germaniu nu trebuie fixate în apropierea pieselor care se încălzesc.

De asemenea trebuie remarcat că diodele nu suportă suprasarcini. De aceea, ele trebuie protejate obligatoriu prin siguranțe fuzibile pentru a le apăra în cazul unor scurtcircuite accidentale ale redresorului.

Calculul redresorului cu diode semiconductoare nu prezintă nici o particularitate. După alegerea schemei (fig. 16-10) și după stabilirea parametrilor principali ai redresorului, trebuie să se determine numărul minim de diode necesare.

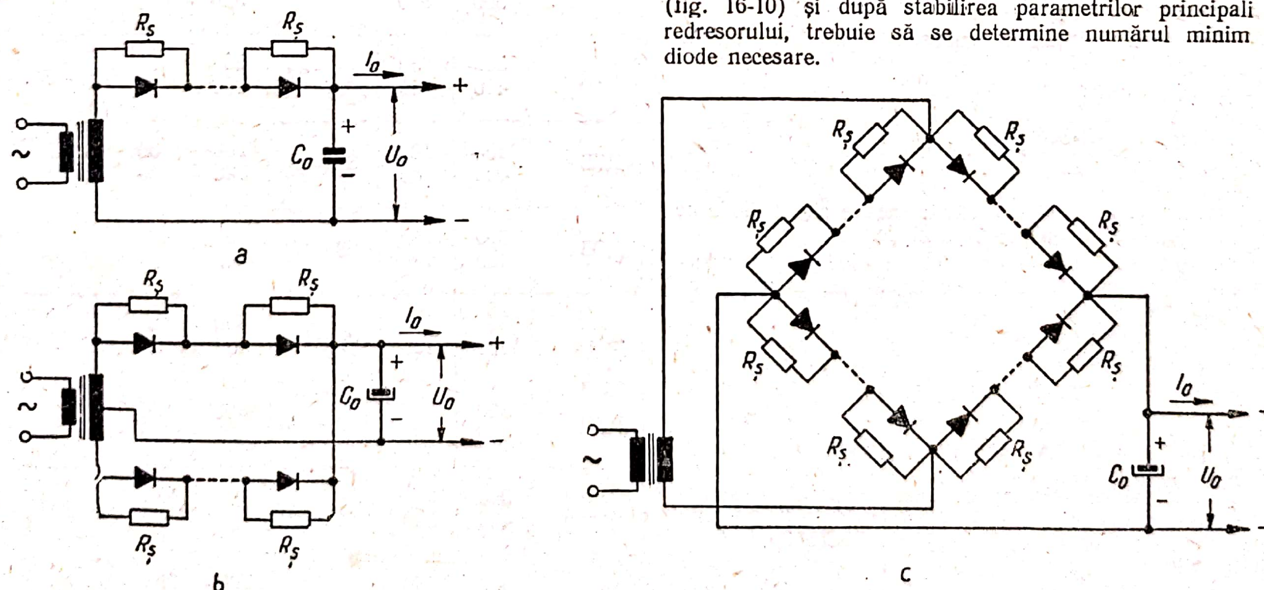


Fig. 16-10. Scheme de redresoare cu diode semiconductoare: *a* — schema redresorului pentru o singură alternanță; *b* — schema redresorului pentru ambele alternanțe; *c* — schemă de redresor în punte.

În montajele pentru redresarea unei singure alternanțe sau în fiecare braț al redresorului pentru ambele alternanțe, pentru a obține o tensiune continuă U_0 la intrarea filtrului, este necesar un număr minim de diode egal cu: $n=\frac{3U_0}{U_{inv}}$, unde U_{inv} este tensiunea inversă pentru o singură diodă, V.

În fiecare braț al unui redresor în punte sau al unui redresor cu dublarea tensiunii numărul minim necesar de diode este

$$n=\frac{1{,}5U_0}{U_{inv}}.$$

Rezistența internă R_i a diodelor semiconductoare se poate determina din următoarele relații:

pentru diodele de germaniu

$$R_i\approx\frac{500}{I_0},$$

iar pentru diodele de siliciu

$$R_i\approx\frac{1000}{I_0},$$

unde I_0 este curentul de lucru ce trece prin diodă, mA.

În tabela 16-8 sînt date valorile curentului redresat I_0, ale tensiunii inverse U_{inv} și ale rezistenței de șuntare $R_ș$, pentru diferite tipuri de diode de germaniu cu joncțiune, la două temperaturi diferite (+20 și +50 °C). Valorile indicate pentru temperatura +50 °C corespund condițiilor de funcționare a diodei în interiorul aparatului, unde datorită degajării de căldură produsă de tuburile electronice, transformator și alte piese, temperatura poate depăși cu mult valoarea de +20 °C.

Exemplu de calcul. Se dau: $U_0=300$ V; $I_0=100$ mA.

Se alege o schemă pentru redresarea ambelor alternanțe și se presupune că temperatura la care vor lucra diodele poate atinge 50 °C (de exemplu în interiorul cutiei unui receptor); se folosesc diode de tip ДГ-Ц27.

Din tabela 16-8 se cunosc: $U_{inv}=280$ V, iar $R_ș=33$ kΩ.

Se determină:

$$n=\frac{3\cdot300}{280}\approx3{,}2,\ \text{deci 4 buc.}$$

Așadar, pentru redresor sînt necesare cîte 4 diode pe fiecare braț, adică în total $4\cdot2=8$ diode.

În rest, calculul redresorului cu diode semiconductoare nu diferă de calculul redresoarelor cu tuburi și cu coloane de seleniu.

16-5. FILTRE

Netezirea pulsației tensiunii redresate se face cu ajutorul filtrelor.

Filtrele pentru redresoarele care debitează pe capacitate sînt alcătuite din una sau două celule de tip Γ, compuse dintr-o inductanță (bobină de șoc) și o capacitate (condensator) sau dintr-o rezistență și un condensator. Alegerea tipului celulelor de filtraj sau combinarea lor este determinată de intensitatea curentului ce trece prin filtru și de posibilitățile de folosire a pieselor existente.

Tabela 16-8

Regimurile de funcționare ale diodelor de germaniu, cu joncțiune

Tipul diodei	Pentru temperatura de +20 °C			Pentru temperatura de +50 °C		
	I_0 mA	U_{inv} V	$R_ș$ kΩ	I_0 mA	U_{inv} V	$R_ș$ kΩ
ДГ-Ц21	300 400 500	50 40 30	15—18	200 300 400	40 30 20	4,7—5,6
ДГ-Ц22	300 400 500	100 85 70	33—39	200 300 400	90 75 60	8,2—10
ДГ-Ц23	300 400	150 130	47—56	200 300	110 90	12—15
ДГ-Ц24	300 400	200 175	56—68	200 300	145 125	15—18
ДГ-Ц25	100 200 300	300 270 240	120—180	100 200 300	200 180 155	22—27
ДГ-Ц26	100 200 300	350 320 290	180—220	100 200 300	230 210 190	27—33
ДГ-Ц27	100 200 300	400 360 330	220—270	100 200 300	280 260 230	33—39
Д7А	300 400	50 40	22—27	200 300	35 25	5,6—6,8
Д7Б	300 400	100 80	39—56	200 300	60 40	12—15
Д7В	300 400	150 120	68—100	200 300	90 65	18—22
Д7Г	300 400	200 150	100—150	300 400	125 90	22—27
Д7Д	300 400	300 200	150—180	300 350	190 140	33—39
Д7Е	300 400	350 220	180—220	300 —	220 —	33—39
Д7Ж	300 400	400 250	220—270	300 —	250 —	39—47

Calculul filtrului se face în funcție de valorile impuse pentru tensiunea redresată, pentru curentul redresat, coeficientul de pulsație și pentru capacitatea condensatorului de la intrarea filtrului.

Din calcul se determină (cu tabela 16-9) coeficientul admisibil pentru pulsație la ieșirea din filtru (în funcție de caracterul sarcinii) și cu ajutorul unor formule simplificate se calculează valorile necesare ale pieselor filtrului, precum și tensiunea la ieșirea acestuia.

Tabela 16-9

Valorile admisibile ale pulsației

Caracterul sarcinii	Coeficientul de pulsație p, %
Primele etaje ale amplificatoarelor de microfon	0,001–0,002
Etaje detectoare, etaje de frecvență intermediară și de joasă frecvență	0,01–0,05
Etaje de înaltă frecvență, de frecvență intermediară și schimbătoare de frecvență	0,02–0.1
Etaj final de joasă frecvență	0,1–0,5
Etaj final de joasă frecvență în contratimp, stabilizatoare de tensiune electronice și cu tuburi cu gaz, anodele tuburilor catodice	0,5–2
Bobinele de excitație ale difuzoarelor electrodinamice	pînă la 20

Mărimi, notații și unități de măsură

Denumirea mărimii	Notația	Unitatea de măsură
Tensiunea redresată la intrarea în filtru	U_0	V
Tensiunea continuă la ieșirea din filtru	U	V
Curentul redresat	I_0	mA
Coeficientul de pulsație la intrarea în filtru	p_0	%
Coeficientul de pulsație la ieșirea din filtru	p	%
Capacitatea condensatorului la intrarea filtrului	C_0	μF
Capacitatea condensatoarelor filtrului	C și C'	μF
Inductanța bobinelor de șoc ale filtrului	L și L'	H
Rezistențele celulelor de filtraj	R și R'	Ω
Puterea disipată de rezistențele filtrului	P_R și $P_{R'}$	W

Filtre compuse din inductanțe și capacități (*LC*)

Filtrele cu intrare pe inductanță (fig. 16-11) se folosesc de obicei în cazul în care curentul redresat este mai mare de 20 mA. Dacă valoarea produsului *LC* este mai mică de 200, acest filtru se face de obicei cu o singură celulă. In cazul unor valori ale produsului *LC* mai mari decît 200, se mai adaugă o celulă de filtraj. Capacitatea condensatorului, *C* se alege egală cu capacitatea condensatorului C_0.

Formule de calcul:

La redresoarele pentru o singură alternanță cu filtre compuse dintr-o singură celulă

$$LC=\frac{10p_0}{p},$$

iar pentru filtrele cu două celule

$$LC=L'C'=10\sqrt{\frac{p_0}{p}}.$$

In cazul redresoarelor pentru ambele alternanțe, pentru filtrele cu o singură celulă

$$LC=\frac{2{,}5p_0}{p},$$

iar pentru filtrele cu două celule

$$LC=L'C'=2{,}5\sqrt{\frac{p_0}{p}}.$$

Pentru toate schemele valoarea tensiunii U poate fi considerată aproximativ egală cu 0,8 U_0.

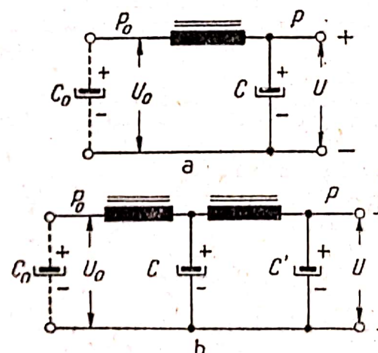


Fig. 16-11. Scheme de filtre cu inductanțe și capacități:
a – filtru cu o singură celulă; *b* – filtru cu două celule.

Exemplu de calcul. Se dau: schema unui redresor pentru redresarea ambelor alternanțe, necesar alimentării etajului de ieșire al unui amplificator de joasă frecvență: U_0=300 V; I_0=100 mA; p_0=10%; C_0=10 μF.

Din tabela 16-9 se află:

$$p=0{,}2.$$

Pentru o singură celulă de filtraj:

$$LC=\frac{2{,}5\cdot10}{0{,}2}=125.$$

Se alege (din tabela 16-7) un condensator cu capacitatea de 10 μF și U_C=300 V. In acest caz:

$$L=\frac{125}{10}=12{,}5\ \text{H}.$$

Apoi se calculează valoarea tensiunii continue:

$$U=0{,}8\,U_0=240\ \text{V}.$$

Filtre compuse din rezistenţe şi capacităţi (RC)

Filtrul cu intrare pe rezistenţă (fig. 16-12) se foloseşte de obicei pentru curenţi redresaţi de cel mult 20 mA. Pentru valori ale produsului RC sub 100 000 se foloseşte o singură celulă de filtraj; se mai adaugă o a doua celulă

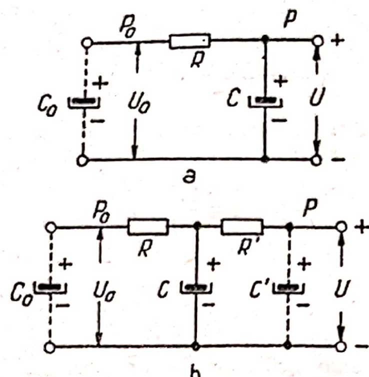


Fig. 16-12. Scheme de filtre cu rezistenţe şi capacităţi:
a – **filtru cu o singură celulă;** *b* – **filtru cu două celule.**

în cazul în care valoarea produsului RC este mai mare decît 100 000. Capacitatea condensatorului C se alege de obicei egală cu cea a condensatorului C_0.

F o r m u l e d e c a l c u l:

În cazul redresoarelor pentru o singură alternanţă cu filtre compuse dintr-o singură celulă

$$RC=\frac{3000p_0}{p},$$

iar pentru două celule de filtraj

$$RC=R'C'=3000\sqrt{\frac{p_0}{p}}.$$

La redresoarele pentru ambele alternanţe, pentru o singură celulă de filtraj

$$RC=\frac{1500\,p_0}{p},$$

iar pentru două celule de filtraj

$$RC=R'C'=1500\sqrt{\frac{p_0}{p}}.$$

În schemele cu o singură celulă

$$U=U_0-\frac{I_0R}{1000};$$

$$P_R=\frac{I_0^2R}{1\,000\,000}.$$

iar în schemele cu două celule

$$U=U_0-\frac{I_0(R+R')}{1000};$$

$$P_{R'}=P_R.$$

Exemplu de calcul. Se dau: un redresor pentru o singură alternanţă, necesar alimentării unui receptor compus dintr-un etaj detector şi un etaj de joasă frecvenţă; $U_0=250$ V; $I_0=10$ mA; $p_0=10\%$; $C_0=20$ µF.

Din tabela 16-9 se află:

$$p=0{,}05.$$

Pentru un filtru cu o singură celulă, se determină:

$$RC=\frac{3000\cdot 10}{0{,}05}=600\,000.$$

Deoarece produsul RC este mai mare decît 100 000, se foloseşte un filtru cu două celule; în acest caz vom avea:

$$RC=R'C'=3000\sqrt{\frac{10}{0{,}05}}\approx 42\,000.$$

Se aleg (din tabela 16-7) condensatoarele C şi C' de cîte 20 µF fiecare cu $U_C=U_{C'}=300$ V.

În acest caz:

$$R=R'=\frac{42\,000}{20}=2100\,\Omega;\quad U=250-\frac{10\,(2100+2100)}{1000}=$$
$$=208\text{ V};$$

$$P_R=P'_R=\frac{10^2\cdot 2100}{1\,000\,000}=0{,}21\text{ W}.$$

16-6. BOBINE DE ŞOC PENTRU FILTRE

Bobina de şoc dintr-un filtru (fig. 16-13) serveşte pentru reducerea pulsaţiei curentului redresat. Ea conţine un miez compus din tole de oţel pentru transformator şi o înfăşurare din sîrmă de cupru izolată (de obicei de tip ПЭЛ). Pentru obţinerea unei inductanţe mari miezul bobinei de şoc se face de obicei cu întrefier (obţinut prin intercalarea unei garnituri de hîrtie sau carton) de aproximativ 0,2—1 mm (cu cît este mai mare curentul din înfăşurarea bobinei de şoc, cu atît trebuie să fie mai mare şi întrefierul).

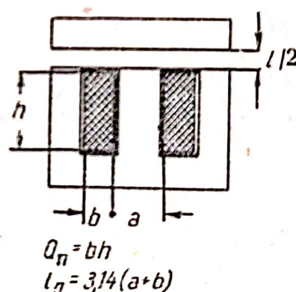


Fig. 16-13. Secţiune printr-o bobină de şoc.

În receptoare, ca bobină de şoc de filtraj se foloseşte adesea bobina de excitaţie a difuzorului electrodinamic.

Calculul bobinei se face în funcţie de valorile necesare ale inductanţei, curentului redresat şi întrefierului din miez. Prin calcule se determină: secţiunea miezului, numărul de spire, diametrul şi rezistenţa sîrmei, secţiunea înfăşurării şi căderea de tensiune în aceasta.

F o r m u l e d e c a l c u l:

$$n=\frac{400\,000l}{I_0};\quad d=0{,}025\sqrt{I_0};$$

$$R_n=\frac{0{,}0002nl_n}{d^2};\quad U_n=\frac{R_nI_0}{1000};$$

$$Q_m=\frac{LI_0^2}{20\,000\,l};\quad Q_n=\frac{nd^2}{100}.$$

Exemplu de calcul. Se dau: $L=12,5$ H; $I_0=100$ mA; $l=1$ mm.

Se determină:

$$Q_m=\frac{12,5\cdot 100^2}{20\,000\cdot 1}=6\ \text{cm}^2;\ n=\frac{400\,000\cdot 1}{100}=4000\ \text{spire};$$

$$d=0,025\sqrt{100}=0,25\ \text{mm};$$

$$Q_n=\frac{4000\cdot 0,25^2}{100}=2,5\ \text{cm}^2.$$

Mărimi, notații și unități de măsură

Denumirea mărimii	Notația	Unitatea de măsură
Secțiunea miezului bobinei de șoc	Q_m	cm²
Inductanța bobinei	L	H
Curentul redresat	I_0	mA
Lungimea totală a întrefierului miezului	l	mm
Numărul de spire din înfășurare	n	—
Diametrul sîrmei de bobinaj	d	mm
Secțiunea înfășurării	Q_n	cm²
Rezistența sîrmei înfășurării	R_n	Ω
Lungimea spirei medii din înfășurare	l_n	cm
Căderea de tensiune în înfășurare	U_n	V

Dacă lungimea spirei medii este, de exemplu, $l_n=14$ cm,

$$R_n=\frac{0,0002\cdot 4000\cdot 14}{0,25^2}=179\ \Omega$$

și

$$U_n=\frac{179\cdot 100}{1000}=17,9\ \text{V}.$$

In funcție de valorile găsite pentru Q_m și Q_n se alege tipul de tole pentru miez (din tabela 16-10). Ținînd seama de volumul ocupat de pereții carcasei și de garniturile izolante dintre straturi, fereastra miezului se alege ceva mai mare decît secțiunea înfășurării.

16-7. TRANSFORMATOARE DE REȚEA

Transformatorul de rețea servește pentru transformarea tensiunii rețelei electrice de curent alternativ (de obicei de 110, 127 sau 220 V) într-o tensiune mai mare pentru alimentarea (după redresare) a circuitelor anodice ale receptoarelor, amplificatoarelor etc. și într-o tensiune mai mică necesară pentru alimentarea directă a circuitelor de filament. Transformatorul este constituit dintr-un miez compus din tole în formă de Ш sau Г de fier silicios (fig. 16-14), întrețesute și izolate între ele, precum și dintr-un bobinaj din sîrmă de cupru izolată (de obicei de tip ПЭЛ).

Pentru a putea fi alimentată de la rețele cu tensiunile de 110, 127 sau 220 V, înfășurarea primară (de rețea) a transformatorului este constituită fie sub forma unei singure înfășurări cu două prize intermediare (fig. 16-15, *a*), fie sub forma a două înfășurări identice cu cîte o priză intermediară fiecare (fig. 16-15, *b*). In cel de-al doilea caz, comutarea înfășurării de rețea pentru diferite tensiuni se face de obicei prin schimbarea poziției unei cuple cu opt contacte (un culot de tub electronic octal) într-un soclu corespunzător.

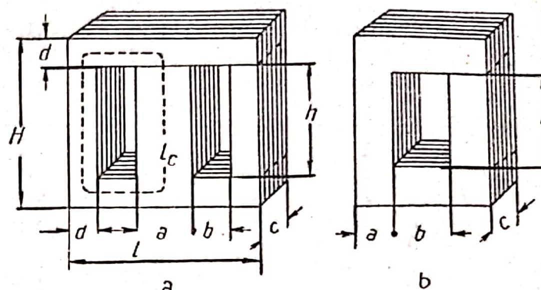


Fig. 16-14. Miezuri pentru transformatoare de rețea: *a* — cu tole în formă de Ш; *b* — cu tole în formă de Г.

Pentru protecție contra paraziților proveniți din rețeaua electrică între înfășurarea de rețea (primară) și celelalte înfășurări (secundare) se intercalează un ecran electrostatic deschis (de cele mai multe ori format dintr-un strat de spire din sîrmă subțire izolată, la care unul dintre capete se leagă la masă).

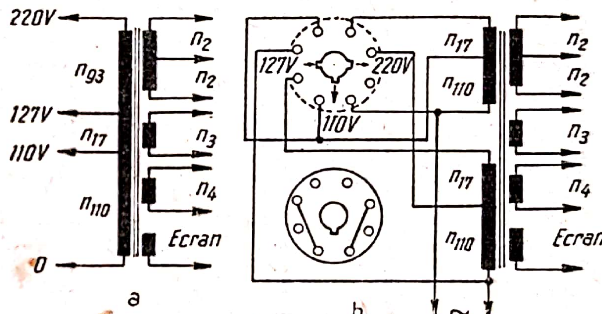


Fig. 16-15. Schemele înfășurărilor primare ale transformatoarelor, calculate pentru rețele cu tensiunea de 110, 127 și 220 V: *a* — înfășurare cu prize; *b* — înfășurare cu două secțiuni.

Calculul transformatorului se face în funcție de valorile necesare ale tensiunilor și curenților alternativi pe care trebuie să le dea înfășurările lui. Prin calcul (cu formule simplificate) se determină puterea, dimensiunile miezului, numărul de spire și diametrul sîrmei pentru fiecare înfășurare. Din tabela 16-10 se poate alege tipul tolei pentru miez.

F o r m u l e d e c a l c u l:

Pentru redresarea unei singure alternanțe:

$$P_g=\frac{0,95U_2I_2+U_3I_3+U_4I_4+\dots}{1000};$$

pentru redresarea ambelor alternanțe:

$$P_g=\frac{1,7U_2I_2+U_3I_3+U_4I_4+\dots}{1000};$$

iar pentru redresoare în punte și pentru redresarea ambelor alternanțe cu dublarea tensiunii:

$$P_g=\frac{U_2I_2+U_3I_3+U_4I_4+\dots}{1000}.$$

Tabela 16-10

Tole Ш tipizate, confecționate din oțel de transformator

Tipul tolei	Lățimea a a părții din mijloc cm	Lățimea b a ferestrei cm	Înălțimea h a ferestrei cm	Aria ferestrei $Q_0=bh$ cm²	Limitele pentru Q_mQ_0 cm⁴	Lungimea medie a liniei de forță a cîmpului magnetic l_m, cm	Lungimea L a tolei cm	Înălțimea H a tolei cm	Lățimea părților laterale și a porțiunii d, cm
Ш-10	1	0,5	1,5	0,75	0,75—1,5	5,57	3	2,5	0,5
УШ-10	1	0,65	1,8	1,17	1,17—2,34	5,66	3,6	3,1	0,65
Ш-10	1	1,2	3,6	4,32	4,32—8,64	10,1	4,6	4,8	0,6
Ш-12	1,2	0,6	1,8	1,08	1,56—3,12	6,68	3,6	3	0,6
УШ-12	1,2	0,8	2,2	1,76	2,53—5,06	6,74	4,4	3,8	0,8
Ш-12	1,2	1,6	4,8	7,68	11,1—22,2	12,6	6	6,4	0,8
Ш-14	1,4	0,7	2,1	1,47	2,88—5,76	7,8	4,2	3,5	0,7
УШ-14	1,4	0,9	2,5	2,25	4,41—8,82	7,92	5	4,3	0,9
Ш-15	1,5	1,35	2,7	3,65	8,21—16,4	8,35	6,4	4,9	1,1
Ш-16	1,6	0,8	2,4	1,92	4,91—9,82	8,9	4,8	4	0,8
УШ-16	1,6	1	2,8	2,8	7,17—14,3	9,03	5,6	4,8	1
Ш-18	1,8	0,9	2,7	2,43	7,87—15,7	10	5,4	4,5	0,9
УШ-19	1,9	1,2	3,35	4,02	14,5—29	10,6	6,7	5,75	1,2
Ш-19	1,9	1,7	4,6	7,82	28,2—56,4	14,3	7,5	6,8	1,1
Ш-20	2	1	3	3	12—24	11,1	6	5	1
Ш-20	2	1,7	4,7	7,99	32—64	16,2	7,5	6,8	1,1
Ш-20	2	1,8	3	5,4	21,6—43,2	10,8	8,2	5,6	1,3
Ш-20	2	1,8	5,6	10,1	40,4—80,8	15,6	8,2	8,2	1,3
Ш-21	2,1	1,9	3,8	7,22	31,8—63,6	11,8	9,1	7	1,6
УШ-22	2,2	1,4	3,9	5,46	26,4—52,8	12,4	7,8	6,7	1,4
Ш-24	2,4	1,2	3,6	4,32	25—50	13,4	7,2	6	1,2
Ш-25	2,5	2,5	6	15	93,7—187	18,8	10,5	9	1,5
Ш-25	2,5	3,15	5,8	18,3	114—228	23	12	9	1,6
Ш-26	2,6	1,3	3,9	5,07	34,3—68,6	14,2	7,8	6,5	1,3
УШ-26	2,6	1,7	4,7	7,99	54—108	14,7	9,4	8,1	1,7
Ш-28	2,8	1,4	4,2	5,88	46,5—93	15,7	8,4	7	1,4
Ш-28	2,8	2,35	5	11,8	92,3—185	19,6	10,5	8	1,5
Ш-30	3	1,5	4,5	6,75	61—122	16,7	9	7,5	1,5
УШ-30	3	1,9	5,3	10,1	91—182	16,9	10,6	9,1	1,9
Ш-30	3	2,7	5,4	14,6	131—262	18,7	12,4	9,4	2
Ш-32	3,2	1,6	4,8	7,68	78,6—157	19,4	9,6	8	1,6
Ш-32	3,2	3,6	7,2	25,9	265—530	28,4	14	10,8	1,8
УШ-35	3,5	2,2	6,15	13,5	165—330	19,8	12,3	10,55	2,2
Ш-40	4	2	6	12	192—384	22,3	12	11	2
УШ-40	4	2,6	7,2	18,7	300—600	26,4	14,4	12,4	2,6

Notă: În prezent se folosesc de cele mai multe ori tolele de tip УШ (late) la care raportul dintre lățimea părții mijlocii și lățimea părților laterale și ale porțiunilor dintre acestea este de 1,5–1,6 (nu 2 sau mai mult cum este la tolele de tip Ш).

Pentru înfășurări din sîrmă ПЭЛ:

$$Q_mQ_0=1{,}6P_g;$$

pentru înfășurări din sîrmă ПЭШО:

$$Q_mQ_0=2{,}1P_g;$$

iar pentru înfășurări din sîrmă ПШД: $Q_mQ_0=2{,}4\ P_g$;

$$Q_m=\frac{Q_mQ_0}{bh} \quad \text{și} \quad c=\frac{Q_m}{a}.$$

Se recomandă ca raportul c/a să se aleagă între 1 și 2:

$$n_1=\frac{48U_1}{Q_m};\quad n_2=\frac{54U_2}{Q_m};\quad n_3=\frac{54U_3}{Q_m};\quad n_4=\frac{54U_4}{Q_m} \quad \text{ș.a.m.d.}$$

$$d_1=0{,}02\sqrt{I_{1\,tot}};\ d_2=0{,}02\sqrt{I_2};\ d_3=0{,}02\sqrt{I_3};\ d_4=0{,}02\sqrt{I_4}.$$

Pentru o înfășurare primară cu prize (v. fig. 16-15, a):

$$n_{110}=\frac{5200}{Q_m};\quad n_{17}=\frac{816}{Q_m};\quad n_{93}=\frac{4464}{Q_m};$$

$$d_{110}=d_{17}=0{,}7\sqrt{\frac{P_g}{U_{110}}};\quad d_{93}=0{,}7\sqrt{\frac{P_g}{U_{220}}}.$$

Pentru o înfășurare primară cu două secțiuni (fig. 16-15, b):

$$n_{110}=\frac{5280}{Q_m};\quad n_{17}=\frac{816}{Q_m};\quad d_{110}=d_{17}=0{,}5\sqrt{\frac{P_g}{U_{110}}}.$$

Exemplu de calcul. Se dau: un redresor pentru redresarea ambelor alternanțe cu punct nul (v. fig. 16-5); $U_1=110$ V; $U_2=297$ V; $U_3=5$ V; $U_4=6{,}3$ V; $I_{1tot}=705$ mA; $I_2=109$ mA; $I_3=2000$ mA; $I_4=2000$ mA.

Mărimi, notații și unități de măsură

Denumirea mărimii	Notația	Unitatea de măsură
Puterea de gabarit a transformatorului	P_g	VA
Lățimea părții mijlocii a tolei	a	cm
Grosimea pachetului de tole al miezului	c	cm
Secțiunea miezului (ac)	Q_m	cm²
Lățimea ferestrei miezului	b	cm
Inălțimea ferestrei miezului	h	cm
Aria ferestrei miezului	Q_0	cm²
Tensiunile în înfășurările 1, 2, 3, 4 etc.	U_1, U_2, U_3 și U_4	V
Curenții din înfășurările 1, 2, 3, 4 etc.	$I_{1\,tot}$, I_2, I_3 și I_4	mA
Numărul de spire din înfășurările 1, 2, 3, 4 etc.	n_1, n_2, n_3 și n_4	—
Diametrul sîrmei înfășurărilor 1, 2, 3, 4 etc.	d_1, d_2, d_3 și d_4	mm

Se determină: $P_g = \frac{1{,}7 \cdot 297 \cdot 109 + 5 \cdot 2000 + 6{,}3 \cdot 2000}{1000} = 77{,}6$ VA.

Pentru sîrmă de tip ПЭЛ:

$$Q_m Q_0 = 1{,}6 \cdot 77{,}6 = 124 \text{ cm}^4.$$

Se aleg (din tabela 16-10) tole Ш-25 cu $Q_0 = bh = 2{,}5 \cdot 6$. In acest caz

$$Q_m = \frac{124}{2{,}5 \cdot 6} = 8{,}3 \text{ cm}^2;$$

$$c = \frac{8{,}3}{2{,}5} = 3{,}3 \text{ cm}.$$

Raportul $\frac{c}{a} = \frac{3{,}3}{2{,}5} = 1{,}3$, deci este cuprins între limitele 1 și 2, ceea ce înseamnă că alegerea tolelor s-a făcut bine.

In continuare se calculează:

$$n_1 = \frac{48 \cdot 110}{8{,}3} = 638 \text{ spire}; \quad n_2 = \frac{54 \cdot 297}{8{,}3} = 1940 \text{ spire};$$

$$n_3 = \frac{54 \cdot 5}{8{,}3} = 33 \text{ spire}; \quad n_4 = \frac{54 \cdot 6{,}3}{8{,}3} = 41 \text{ spire};$$

$$d_1 = 0{,}02\sqrt{705} = 0{,}53 \text{ mm}; \quad d_2 = 0{,}02\sqrt{109} = 0{,}2 \text{ mm};$$

$$d_3 = 0{,}02\sqrt{2000} = 0{,}9 \text{ mm}; \quad d_4 = 0{,}02\sqrt{2000} = 0{,}9 \text{ mm};$$

16-8. AUTOTRANSFORMATOARE

Atunci cînd raportul dintre tensiunea primară și cea secundară nu depășește valoarea 2 (sau nu scade sub ½) și cînd sarcina nu trebuie izolată (separată) de rețea, transformatoarele se execută dintr-o singură înfășurare din care se iau prizele necesare. Aceste transformatoare poartă numele de a u t o t r a n s f o r m a t o a r e.

Autotransformatorul servește de asemenea pentru ridicarea sau coborîrea tensiunii de rețea, dar, spre deosebire de transformatorul obișnuit, el transferă în sarcină doar o parte din puterea necesară acesteia (cealaltă parte este consumată de sarcină direct de la rețea). Autotransformatorul este, în unele cazuri, mai avantajos decît transformatorul obișnuit, deoarece el necesită un consum mai redus de materiale și ocupă mai puțin spațiu în aparate.

Calculul autotransformatorului se face în funcție de tensiunile necesare și de puterea consumată de sarcină de la rețea. Prin calcule (cu ajutorul formulelor simplificate) se determină curenții, puterea, dimensiunile miezului, numărul de spire și diametrul sîrmei din care se execută diversele secțiuni ale înfășurării. Din tabela 16-10 se poate alege tipul de tole necesare pentru miez.

Mărimi, notații și unități de măsură

Denumirea mărimii	Notația	Unitatea de măsură
Puterea consumată de la rețea	P	VA
Puterea de gabarit a autotransformatorului	P_g	VA
Tensiunea circuitului primar	U_1	V
Tensiunea circuitului secundar	U_2	V
Curentul din circuitul primar	I_1	mA
Curentul din circuitul secundar	I_2	mA
Lățimea părții centrale a miezului	a	cm
Grosimea pachetului de tole al miezului	c	cm
Secțiunea miezului	Q_m	cm²
Lățimea ferestrei miezului	b	cm
Inălțimea ferestrei miezului	h	cm

(continuare)

Denumirea mărimii	Notația	Unitatea de măsură
Aria ferestrei miezului bh (vezi fig. 16-14)	Q_0	cm²
Numărul de spire din prima secțiune a înfășurării	n_1	—
Numărul de spire din a doua secțiune a înfășurării	n_2	—
Diametrul sîrmei din prima secțiune a înfășurării	d_1	mm
Diametrul sîrmei din a doua secțiune a înfășurării	d_2	mm

Formule de calcul:

$$I_1=\frac{1000P}{U_1};\quad I_2=\frac{1000P}{U_2}.$$

Pentru un autotransformator ridicător de tensiune (fig. 16-16, *a*):

$$P_g=\frac{I_2\,(U_2-U_1)}{1000}.$$

Pentru un autotransformator coborîtor de tensiune (fig. 16-16, *b*):

$$P_g=\frac{I_1\,(U_1-U_2)}{1000}.$$

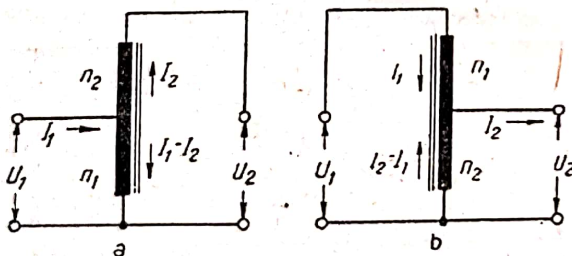


Fig. 16-16. Scheme de autotransformatoare:
a — **autotransformator ridicător de tensiune;** *b* — **autotransformator coborîtor de tensiune.**

Cînd înfășurarea este executată din sîrmă de tip ПЭЛ:

$$Q_mQ_0=1{,}6P_g;$$

— din sîrmă de tip ПЭШО:

$$Q_mQ_0=2{,}1P_g;$$

— din sîrmă de tip ПШД:

$$Q_mQ_0=2{,}4P_g;$$

$$Q_m=\frac{Q_mQ_0}{bh}\quad \text{și}\quad c=\frac{Q_m}{a}.$$

Se recomandă ca raportul c/a să se aleagă între 1 și 2.

Pentru un autotransformator ridicător de tensiune:

$$n_1=\frac{48U_1}{Q_m};\quad n_2=\frac{54\,(U_2-U_1)}{Q_m};$$

$$d_1=0{,}02\sqrt{I_1-I_2};\quad d_2=0{,}02\sqrt{I_2}.$$

Pentru un autotransformator coborîtor de tensiune:

$$n_1=\frac{48\,(U_1-U_2)}{Q_m};\quad n_2=\frac{54U_2}{Q_m};$$

$$d_1=0{,}02\sqrt{I_1};\quad d_2=0{,}02\sqrt{I_2-I_1}.$$

Exemplu de calcul. Se dau: $U_1=127$ V; $U_2=220$ V; $P=200$ VA.

Se determină: $I_1=\frac{1000\cdot 200}{127}=1575$ mA;

$$I_2=\frac{1000\cdot 200}{220}=909\ \text{mA};\quad P_g=\frac{909\,(220-127)}{1000}=85\ \text{VA}.$$

Pentru sîrmă de tip ПЭЛ:

$$Q_mQ_0=1{,}6\cdot 0{,}85=136\ \text{cm}^4.$$

Se aleg (din tabela 16-10) tole de tip Ш-30 cu

$$Q_0=bh=1{,}9\cdot 5{,}3.$$

In acest caz: $Q_m=\frac{136}{1{,}9\cdot 5{,}3}=13{,}5$ cm²; $c=\frac{13{,}5}{3}=4{,}5$ cm.

Raportul $\frac{c}{a}=\frac{4{,}5}{3}=1{,}5$ este cuprins între limitele 1 și 2, ceea ce înseamnă că alegerea tolelor s-a făcut corect.

In continuare se calculează:

$$n_1=\frac{48\cdot 127}{13{,}5}=425\ \text{spire};\quad n_2=\frac{54\,(220-127)}{13{,}5}=372\ \text{spire};$$

$$d_1=0{,}02\sqrt{1575-909}=0{,}52\ \text{mm};$$

$$d_2=0{,}02\sqrt{909}=0{,}6\ \text{mm}.$$

16-9. CONVERTOARE DE CURENT CONTINUU CU VIBRATOR

Convertorul de curent continuu cu vibrator servește pentru transformarea curentului continuu de joasă tensiune în curent continuu de tensiune mai mare. El se compune dintr-un vibrator (un electromagnet cu întreruptor), un transformator ridicător de tensiune și un redresor mecanic, cu tuburi electronice sau cu semiconductoare. Acest dispozitiv permite alimentarea circuitelor anodice ale unui receptor, amplificator etc. de la bateria de filamente.

Convertoarele de curent continuu cu vibrator sînt foarte utile în cazul aparaturii radio mobile și portabile (de exemplu pentru receptoarele de automobil), precum și pentru stațiile mici de radioficare. Randamentul convertoarelor de curent continuu cu vibrator este de 40—70%.

Pentru convertoare s-au fabricat și se fabrică în Uniunea Sovietică vibratoare (fig. 16-17) de tipurile: ВС-2,4; В-2,5; ВС-4,8; ВС-4,8Г; В-5; В-6; В-12; В-12Г; ВС-12; ВС-12Г; В-24 și В-26. Cifra din notația tipului de

vibrator indică valoarea nominală a tensiunii de intrare, în volţi. Tensiunea de ieşire (cuprinsă de obicei între 80 şi 250 V) depinde de schema convertorului. Curentul nominal de sarcină este de 20—90 mA, în funcţie de tipul vibratorului.

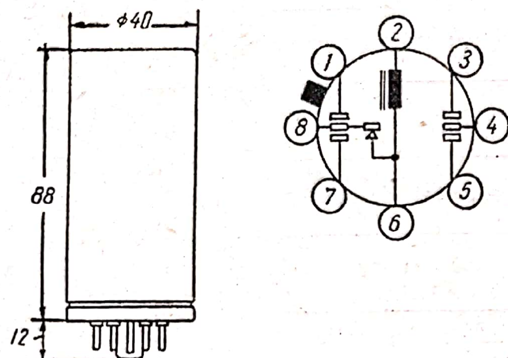


Fig. 16-17. Vedere de ansamblu a unui vibrator şi schema legăturilor la soclu.

Frecvenţa de oscilaţie a armăturii mobile a tipurilor de vibratoare enumerate mai sus este de aproximativ 100 Hz. Durata de funcţionare a vibratorului, în cazul unei exploatări corecte, ajunge pînă la 2000—3000 ore. Numărul de porniri în acest interval este de cel puţin 1500. Greutatea vibratorului este de 160—200 g.

Convertorul de curent continuu cu vibrator cu redresare mecanică (de contact)

Acest convertor (fig. 16-18) permite să se obţină tensiunile continui de 110 şi 220 V, atunci cînd este alimentat de la o sursă de curent continuu cu tensiunea de 5 V.

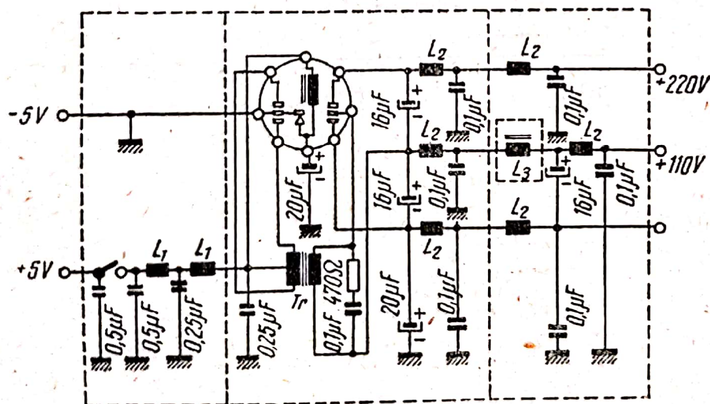


Fig. 16-18. Schema unui vibrator cu redresare mecanică.

Transformatorul Tr are miezul din tole Ш-19, grosimea pachetului fiind de 19 mm.

Infăşurarea primară conţine 2×51 spire din sîrmă ПЭЛ 1,35, iar înfăşurarea secundară — 1420 spire din sîrmă ПЭЛ 0,35.

Bobinele de şoc L_1 au cîte 30 spire din sîrmă ПЭЛ 1,35, bobinele de şoc L_2 — cîte 175 spire din sîrmă ПЭЛ 0,2, iar bobina de şoc L_3 (cu miez din tole de ferosiliciu) are 5000 spire din sîrmă ЛЭП 0,14 (450 Ω).

Convertorul de curent continuu cu vibrator, cu redresare electronică (cu tub redresor)

Acest convertor (fig. 16-19) permite să se obţină o tensiune continuă de 240 V, atunci cînd este alimentat de la o sursă de curent continuu cu tensiunea de 6 V.

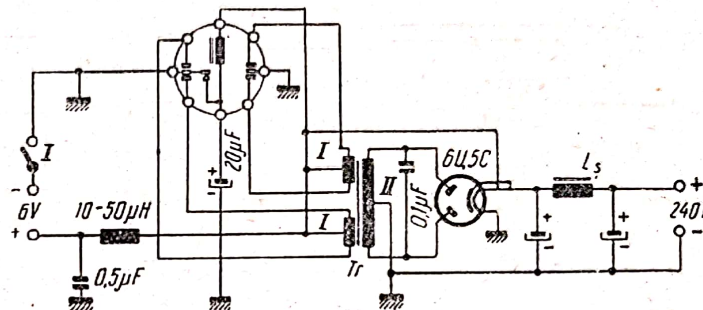


Fig. 16-19. Schema unui vibrator cu tub redresor pentru ambele alternanţe.

Transformatorul Tr are miezul din tole Ш-19, grosimea pachetului fiind de 18 mm. Infăşurarea I este constituită din două secţiuni de cîte 2,72 spire fiecare din sîrmă ПЭЛ1,0, iar înfăşurarea II are 3080×2 spire din sîrmă ПЭЛ0,15.

Bobina de şoc L_s are miezul din tole Ш-15, grosimea pachetului fiind de 10 mm, iar întrefierul de 0,23 mm. Infăşurarea lui conţine 8500 spire din sîrmă ПЭЛ 0,14.

16-10. CONVERTOARE DE CURENT CONTINUU CU TRANZISTOARE

Tensiunea joasă a surselor de curent continuu poate fi mărită cu ajutorul unor montaje echipate cu semiconductoare. Pentru aceasta tensiunea continuă a sursei de alimentare este transformată întîi de un generator cu tranzistoare în tensiune alternativă, care apoi este transformată (mărită), redresată şi filtrată.

Convertoarele cu tranzistoare sînt superioare faţă de convertoarele cu vibratoare. Ele sînt mult mai sigure în funcţionare şi au o durată mai lungă, un randament ridicat (pînă la 80%) şi, datorită faptului că pot ridica frecvenţa tensiunii care se transformă pînă la cîţiva kHz (în loc de 100 Hz — ca în convertoarele cu vibrator), ele permit să se reducă considerabil dimensiunile şi greutatea montajelor.

Asemenea convertoare se folosesc cu succes ca surse compacte şi economice de înaltă tensiune pentru alimentarea receptoarelor şi emiţătoarelor portabile, a aparatelor de măsură portabile, a lămpilor cu descărcare (blitz) fotografice şi a altor instalaţii diferite.

Convertoarele cu tranzistoare pot fi calculate şi construite astfel încît să funcţioneze cu o tensiune continuă la intrare începînd de la 1,5 V şi o putere de aproximativ 50 W. Dezavantajul acestor convertoare îl constituie faptul că semiconductoarele (tranzistoarele cu germaniu) încă nu funcţionează stabil la variaţii de temperatură.

Răspîndirea cea mai largă au căpătat-o convertoarele cu tranzistoare montate în contratimp, cu emitor comun (fig. 16-20, *a*), care permit să se obţină valori relativ mari ale randamentului, la tensiuni mici ale sursei de alimentare.

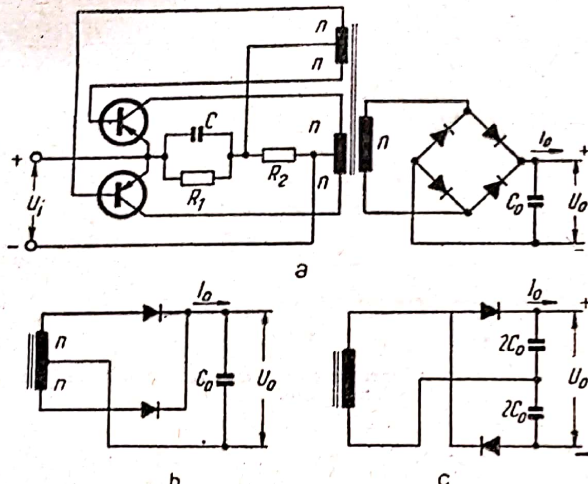


Fig. 16-20. Schema convertorului de curent continuu în contratimp, cu tranzistoare.

Pentru obţinerea unei tensiuni continue înalte se folosesc de obicei montaje de redresare a ambelor alternanţe în punte (fig. 16-20, *a*), cu punct nul (fig. 16-20, *b*) şi cu dublarea tensiunii (fig. 16-20, *c*). Elementele redresoare din aceste montaje sînt fie diodele semiconductoare, fie coloanele de seleniu. Pentru filtrarea tensiunii redresate se folosesc filtre obişnuite.

Calculul convertorului se face în funcţie de valorile necesare ale tensiunii continue şi curentului la ieşirea convertorului, cunoscîndu-se tensiunea continuă de intrare, precum şi frecvenţa generatorului şi coeficientul de pulsaţie la ieşirea din filtru.

Prin calcul se determină caracteristicile necesare ale semiconductoarelor, transformatorului şi ale altor elemente ale schemei. In calculele ulterioare, prezentate mai jos, se folosesc formule simplificate.

Formule de calcul:

Tranzistoarele se aleg în funcţie de valorile maxime admisibile ale curentului şi tensiunii de colector:

$$I_{c\,max}=\frac{1{,}4U_0I_0}{U_s};\quad U_{c\,max}=2{,}4U_s.$$

Dimensiunile miezului pentru transformator trebuie calculate după următoarea formulă simplificată:

$$Q_m\cdot Q_0=\frac{0{,}1U_0I_0}{f}.$$

După ce s-a ales tipul de tole, se poate calcula secţiunea miezului:

$$Q_m=\frac{Q_mQ_0}{bh}.$$

Se recomandă ca raportul *c*/*a* (v. fig. 16-24) să fie cuprins între limitele 1—2.

Mărimi, notaţii şi unităţi de măsură

Mărimea	Notaţia	Unitatea de măsură
Tensiunea redresată la intrarea filtrului	U_0	V
Curentul redresat	I_0	mA
Tensiunea sursei de alimentare	U_s	V
Frecvenţa folosită în convertor	f	Hz
Coeficientul de pulsaţie la intrarea filtrului	p_0	%
Tensiunea maximă admisibilă pe colector	$U_{c\,max.}$	V
Curentul maxim admisibil pe colector	$I_{c\,max.}$	mA
Capacitatea condensatorului la intrarea filtrului	C_0	μF
Secţiunea (*ac*) miezului transformatorului	Q_m	cm²
Lăţimea părţii centrale a miezului	a	cm
Grosimea pachetului de tole al miezului	c	cm
Aria ferestrei (*bh*) miezului	Q_0	cm²
Lăţimea ferestrei miezului	b	cm
Inălţimea ferestrei miezului	h	cm
Numărul de spire într-o jumătate de înfăşurare a colectorului	n_c	—
Numărul de spire dintr-o jumătate de înfăşurare a bazei	n_b	—
Numărul de spire al înfăşurării de ieşire	$n_{ieş}$	—
Diametrul sîrmei din înfăşurarea colectorului	d_c	mm
Diametrul sîrmei din înfăşurarea bazei	d_b	mm
Diametrul sîrmei din înfăşurarea de ieşire	$d_{ieş}$	mm

Numărul de spire dintr-o jumătate din înfășurarea colectorului este:

$$n_c = \frac{3500\,(U_s - 0{,}5)}{f \cdot Q_m}.$$

Numărul de spire dintr-o jumătate din înfășurarea bazei este:

$$n_b = \frac{3{,}5 n_c}{U_s - 0{,}5}.$$

Numărul de spire din înfășurarea de ieșire este:

$$n_{ieș} = \frac{n_c U_0}{U_s - 0{,}5}.$$

Diametrele sîrmei pentru înfășurările transformatorului se calculează cu formulele:

$$d_c = 0{,}015\sqrt{I_{c\,max}}\;;\quad d_b = 0{,}34 d_c\;;\quad d_{ieș} = 0{,}18\sqrt{I_0}.$$

Valorile aproximative ale rezistențelor R_1 și R_2 se pot calcula cu următoarele formule simplificate:

$$R_1 = \frac{31\,000}{I_{c\,max}}\;;\quad R_2 = 25\,R_1.$$

Capacitatea condensatorului C se alege experimental și este cuprinsă între 0,1 și 2 μF.

Elementele redresoare se aleg (ca pentru orice redresor) în funcție de valorile maxime admisibile ale curentului și tensiunii inverse.

Capacitatea condensatorului de la intrarea filtrului poate fi determinată cu ajutorul următoarei formule simplificate:

$$C_0 = \frac{1500 I_0}{f U_0 \cdot p_0}.$$

In cazul convertoarelor cu tensiunea redresată peste 1000 V, capacitatea acestui condensator trebuie să fie de cîteva ori mai mare.

Exemplu de calcul. Se dau: U_s=6 V; U_0=200 V; I_0=100 mA; f=1000 Hz; p_0=2%.

Se determină:

$$I_{c\,max} = \frac{1{,}4 \cdot 200 \cdot 100}{6} = 4700 \text{ mA};$$

$$U_{c\,max} = 2{,}4 \cdot 6 = 14{,}4 \text{ V}.$$

In funcție de valorile obținute pentru curent și tensiune se aleg tranzistoarele (de exemplu de tip П4).

$$Q_m Q_0 = \frac{0{,}1 \cdot 200 \cdot 100}{1000} = 2 \text{ cm}^4.$$

In funcție de dimensiunile necesare ale miezului se aleg, de exemplu, tole de tip УШ-10, cu produsul bh=0,65 · 1,8=1,17 cm² (v. tabela 16-10). Se calculează secțiunea miezului:

$$Q_m = \frac{2}{1{,}17} \approx 1{,}7 \text{ cm}^2.$$

In acest caz, raportul c/a nu depășește limitele recomandate.

In continuare se determină mărimile:

$$n_c = \frac{3500\,(6-0{,}5)}{1000 \cdot 1{,}17} = 16 \text{ spire};\quad n_b = \frac{3{,}5 \cdot 16}{6-0{,}5} = 10 \text{ spire};$$

$$n_{ieș} = \frac{16 \cdot 200}{6-0{,}5} = 580 \text{ spire};\quad d_c = 0{,}015\sqrt{4700} = 1 \text{ mm};$$

$$d_b = 0{,}34 \cdot 1 = 0{,}34 \text{ mm};\quad d_{ieș} = 0{,}018\sqrt{100} = 0{,}18 \text{ mm}.$$

Se calculează apoi celelalte elemente ale schemei:

$$R_1 = \frac{31\,000}{4700} = 6{,}5\ \Omega;\quad R_2 = 25 \cdot 6{,}5 = 160\ \Omega;$$

$$C_0 = \frac{1500 \cdot 100}{1000 \cdot 200 \cdot 2} \approx 0{,}5\ \mu\text{F}.$$

Convertor cu tranzistoare de tip П4A

Convertorul (fig. 16-21) este destinat pentru alimentarea receptoarelor de automobil. Pentru o tensiune de intrare de 12 V (de la bateria de acumulatoare) el permite să se obțină la ieșire o tensiune continuă de ordinul a 230 V la un curent de aproximativ 50 mA.

Transformatorul are miezul închis (format din două jumătăți) în formă de Ш, din oxifer-2000 cu secțiunea 7×7 mm. Infășurarea I are 2×59 spire din sîrmă ПЭЛ 0,49, înfășurarea II — 1230 spire din sîrmă ПЭЛ 0,15, iar înfășurarea III are 2×12 spire din sîrmă ПЭЛ 0,25.

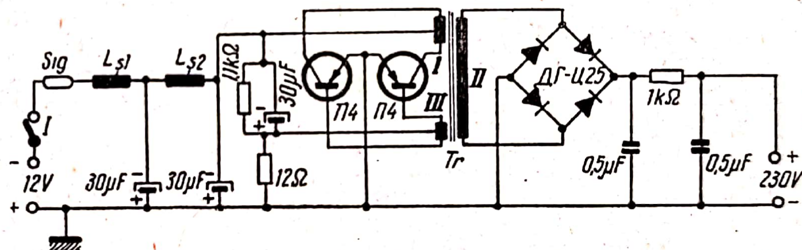


Fig. 16-21. Schema convertorului de curent continuu cu tranzistoare de tip П 4.

Acest transformator se poate construi și cu un miez din tole Ш-9 de ferosiliciu obișnuit, cu grosimea pachetului de 18 mm. Infășurarea I trebuie să aibă în acest caz 2×49 spire din sîrmă ПЭЛ 0,6, înfășurarea II — 1080 spire din sîrmă ПЭЛ 0,18, iar înfășurarea III — 2×24 spire de sîrmă ПЭЛ 0,25. Frecvența generatorului este de 300—400 Hz (în loc de 4—5 kHz). De aceea, capacitatea condensatoarelor filtrului de la ieșirea convertorului trebuie mărită pînă la 5—10 μF.

Bobinele de șoc Ls_1 și Ls_2 au cîte 36 spire din sîrmă ПЭЛ1,25.

16-11. STABILIZATOARE DE TENSIUNE

Pentru menținerea unei tensiuni de alimentare constante se folosesc stabilizatoare ferorezonante, stabilizatoare cu tuburi stabilovolt (tuburi stabilizatoare cu gaz) și stabilizatoare electronice.

Stabilizatoarele ferorezonante de tensiune

Aceste montaje se folosesc pentru stabilizarea tensiunii alternative.

Cea mai simplă schemă de stabilizator ferorezonant (fig. 16-22) pentru o putere pînă la 60 W asigură la ieșire o tensiune suficient de stabilă.

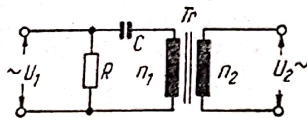


Fig. 16-22. Schema celui mai simplu stabilizator ferorezonant de tensiune.

Formule de calcul:

Secțiunea Q_m a miezului transformatorului Tr și capacitatea condensatorului C se determină după graficul din fig. 16-23, în funcție de puterea P a transformatorului (pentru sarcină constantă).

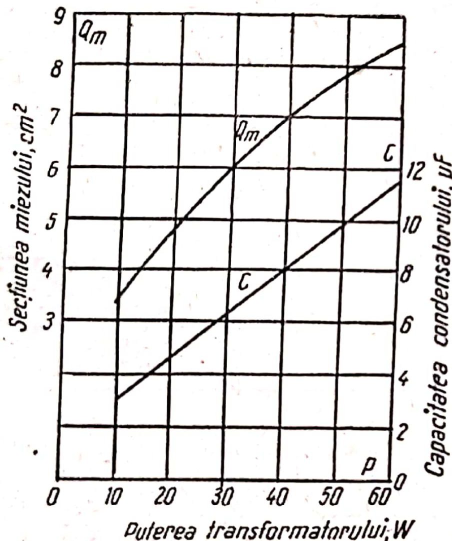


Fig. 16-23. Diagramă pentru determinarea secțiunii Q_m a miezului transformatorului și a capacității C a condensatorului.

Rezistența R se alege între 30 și 500 kΩ.

Numărul de spire din înfășurarea primară este:

$$n_1 = \frac{40U_1}{Q_m}.$$

Diametrul sîrmei pentru înfășurarea primară:

$$d_1 = 0{,}9\sqrt{\frac{P}{U_1}}.$$

Numărul de spire ale înfășurărilor secundare:

$$n_2 = \frac{30\,U_2}{Q_m}.$$

Diametrul sîrmei pentru înfășurările secundare:

$$d_2 = 0{,}8\sqrt{I_2}.$$

Exemplu de calcul. Se dau: $P = 20$ W; $U_1 = 110$ V; $U_2 = 200$ V; $I_2 = 0{,}1$ A.

Din grafic (fig. 16-23) se obține:

$$Q_m = 5\ cm^2;\ C = 5\ \mu F.$$

Apoi se calculează: $n_1 = \frac{40 \cdot 110}{5} = 880$ spire; $d_1 = 0{,}9\sqrt{\frac{20}{110}} = 0{,}38$ mm; $n_2 = \frac{30 \cdot 200}{5} = 1200$ spire; $d_2 = 0{,}8\sqrt{0{,}1} = 0{,}25$ mm.

Stabilizatoarele ferorezonante de tensiune pentru puteri peste 60 W se construiesc după scheme mai complicate (fig. 16-24), care asigură un coeficient de stabilizare mare la variații ale tensiunii de rețea de ordinul ±40%.

Fig. 16-24. Schema stabilizatorului de tensiune ferorezonant, cu bobină de șoc.

In continuare sînt date caracteristicile aproximative ale acestor stabilizatoare pentru puteri de 80 și 140 W.

Miezul are grosimea de 4 cm și

Bobina de șoc $L_ș$ este compus din tole Ш-40. Înfășurarea I are 375 spire din sîrmă ПЭЛ 1,0. Înfășurarea II are 375 spire din sîrmă ПЭЛ 0,8. Înfășurarea III are 150 spire din sîrmă ПЭЛ 0,8.

Transformatorul Tr. Miezul are fie grosimea de 4 cm și este compus din tole Ш-40 (pentru puterea de 80 W), fie grosimea de 7 cm din aceleași tole (pentru puterea de 140 W). Înfășurarea I are 250 spire din sîrmă ПЭЛ 1,0 (pentru puterea de 80 W) sau 140 spire din sîrmă ПЭЛ 1,16 (pentru puterea de 140 W). Înfășurarea II are 250 spire din sîrmă ПЭЛ 0,69 (pentru puterea de 80 W) sau 140 spire din sîrmă ПЭЛ 0,8 (pentru puterea de 140 W). Înfășurarea III are 2,3 spire pentru 1 V (pentru puterea de 80 W) sau 1,3 spire pentru 1 V (pentru puterea de 140 W).

Condensatorul C. Tensiunea de lucru este de 600 V. Capacitatea este de 6 μF (pentru puterea de 80 W) sau 10 μF (pentru puterea de 140 W).

După construire, stabilizatorul trebuie încercat și reglat pe sarcina totală. Tensiunea U_2 a înfășurării III se poate regla prin alegerea corespunzătoare a capacității condensatorului C. Mărind această capacitate, crește tensiunea și invers, scăzînd capacitatea, scade și tensiunea.

Stabilizatoare ferorezonante de tensiune industriale

Stabilizatorul de tensiune CT-200. Acest stabilizator este destinat pentru alimentarea receptoarelor și televizoarelor care consumă între 50 și 200 W. El este calculat pentru rețeaua de curent alternativ de 127 sau 220 V. La ieșire, tensiunea stabilizată este de 220 V, în cazul tensiunii pulsatorii de intrare cu valori cuprinse între 95 și 140 V sau 170—240 V.

Înfășurările de rețea ale stabilizatorului conțin 224+224 de spire din conductor ПЭЛ 1,0 și 34 de spire ПЭЛ 1,5. Înfășurarea de compensare are 265 de spire din conductor ПЭЛ 0,8, cu prize mediane de la spirele 235, 240, 245, 250, 255 și 260. Înfășurarea de stabilizare cu condensatorul de 12 μF conține 840 de spire din conductor ПЭЛ 1,0, cu prize mediane de la spirele 770, 780, 790, 800, 810, 820 și 830.

S t a b i l i z a t o r u l d e t e n s i u n e d e t i p CH-320. Este destinat pentru alimentarea televizoarelor cu consum de putere de ordinul 300 W. Este calculat pentru rețeaua de curent alternativ de 110 sau 220 V. Dă la ieșire o tensiune stabilizată de 215—225 V, în cazul tensiunii oscilatorii de intrare cu valori cuprinse între 90 și 120 V sau 175 și 240 V.

Infășurările stabilizatorului sînt dispuse pe un miez din oțel de transformator sub formă de cruce. Infășurarea de rețea conține (25+160)+(160+25) spire din conductor ПЭЛ 1,2. Infășurarea de compensare are 125 spire din conductor ПЭЛ 1,0, cu prize mediane de la spirele 80, 90, 100, 105, 110, 115 și 120. Infășurarea de stabilizare cu două condensatoare avînd capacitatea totală de 10 μF se compune din 700 de spire din conductor ПЭЛ 1,2, cu prize mediane de la spirele 340, 645, 655, 675, 680 și 690.

S t a b i l i z a t o r u l u n i v e r s a l d e t e n s i u n e d e t i p УСН-350. Este destinat pentru alimentarea receptoarelor și televizoarelor de diferite puteri. Este calculat pentru rețeaua electrică de curent alternativ de 110, 127 sau 220 V.

Dă la ieșire o tensiune stabilizată de 105—115 V, în cazul tensiunii pulsatorii de intrare de 70—130 V, o tensiune de 120—130 V, în cazul tensiunii de intrare de 90—150 V, sau o tensiune de 210—230 V, în cazul cînd la intrare tensiunea aplicată este de 150—260 V. Conține două punți, cu ajutorul cărora se conectează fie pe putere sub 250 W, fie la puteri peste 300 W.

Stabilizatorul conține un autotransformator și o bobină de șoc. Pe miezul bobinei de șoc se află înfășurările de rețea alcătuite din 200 de spire din conductor ПЭЛ 1,2 și respectiv 200 de spire din conductor ПЭЛ 1,56, precum și înfășurarea de compensare care are 135 de spire din conductor ПЭЛ 1,5, cu prize mediane de la spirele 15, 30, 45, 60, 75, 80, 95 și 115. Pe miezul autotransformatorului sînt dispuse înfășurările de stabilizare alcătuite din 140 și respectiv 23 de spire din conductor ПЭЛ 1,56, precum și 27, 10 și 80 de spire din sîrmă ПЭЛ 1,2 și 48, 17 și 350 de spire din conductor ПЭЛ 1,04.

Stabilizatoare de tensiune cu stabilitroane

Aceste dispozitive (fig. 16-25) se folosesc pentru stabilizarea tensiunii redresate. In funcție de tensiunea redresată U și pentru un curent de sarcină I_s de cel mult 30 mA, se folosesc stabilitroane de tip СГ2С, СГ3С, СГ4С, СГ1П sau СГ2П. Coeficientul de stabilizare (pentru schema din fig. 16—25) este egal cu aproximativ 10.

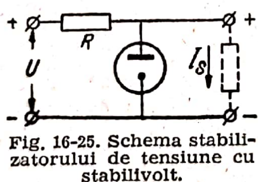


Fig. 16-25. Schema stabilizatorului de tensiune cu stabilivolt.

R e l a ț i i d e c a l c u l

Pentru stabilitronul de tip СГ2С (U_{st}=75 V):

$$U = 110\ldots150 \text{ V};\quad R = \frac{1000\,(U-75)}{I_s + (10\ldots20)};$$

$$P_R = \frac{(U-75)^2}{R}.$$

Pentru stabilitronul de tip СГ3С și СГ2П (U_{st}=105 V):

$$U = 135\ldots210 \text{ V};\quad R = \frac{1000\,(U-105)}{I_s + (10\ldots20)};$$

$$P_R = \frac{(U-105)^2}{R}.$$

Pentru stabilitronul de tip СГ4С și СГ1П (U_{st}=150 V):

$$U = 190\ldots300 \text{ V};\quad R = \frac{1000\,(U-150)}{I_s + (10\ldots20)};$$

$$P_R = \frac{(U-150)^2}{R}.$$

Cu cît valoarea tensiunii U este mai mare, cu atît va crește și coeficientul de stabilizare al schemei.

Exemplu de calcul. Se dau: U=200 V; I_s=10 mA.

Se alege stabilitronul de tip СГ4С.

Ținînd seama de limitele recomandate pentru curentul prin stabilitron (v. pag. 136) acesta se alege egal cu 15 mA. Valoarea lui se ia cu atît mai mare (în limitele permise), cu cît pulsațiile tensiunii U sînt mai accentuate și în număr mai mare. Rezistența

$$R = \frac{1000\,(200-150)}{10+15} = 2000\ \Omega.$$

Puterea disipată pe această rezistență

$$P_R = \frac{(200-150)^2}{2000} = 1{,}25 \text{ W}.$$

Stabilizatoare electronice de tensiune

Aceste dispozitive se folosesc de asemenea pentru stabilizarea tensiunii redresate, coeficientul de stabilizare fiind mai mare (de cîteva ori) decît la stabilizatoarele construite numai cu stabilitroane; valoarea curentului de sarcină, principial, este nelimitată și depinde de tubul electronic.

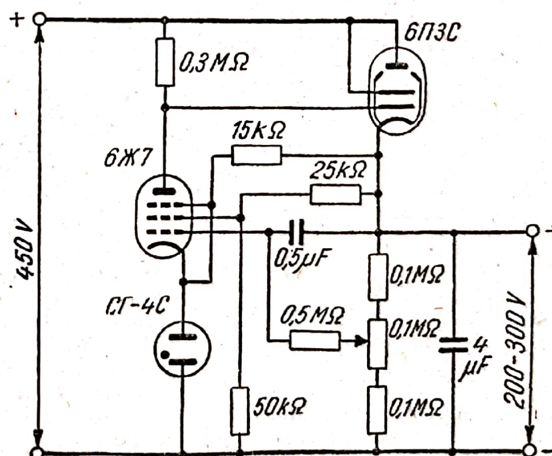


Fig. 16-26. Schema practică a stabilizatorului electronic de tensiune.

stabilizator întrebuințat în schemă. In afară de aceasta, stabilizatorul electronic permite să se varieze în limite destul de largi valoarea tensiunii de ieșire.

In fig. 16-26 este indicată una dintre schemele practice ale stabilizatorului electronic de tensiune, cu toate datele necesare.

Capitolul 17

TELEVIZIUNEA

17-1. PRINCIPIILE TRANSMISIEI DE TELEVIZIUNE

Schema transmisiei de televiziune

Televiziunea este transmiterea la distanță a imaginilor cu ajutorul canalului radio. Dispozitivele de televiziune permit să se transmită atît imaginile obiectelor fixe¹), cît și ale celor mobile.

Schema generală a transmisiei de televiziune este arătată în fig. 17-1. Razele sursei de lumină, indicată în

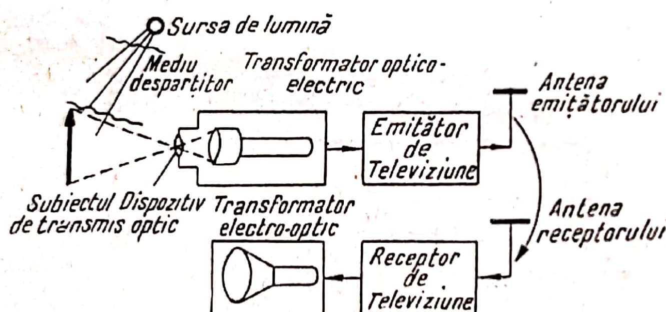


Fig. 17-1. Schema generală a transmisiei de televiziune.

schemă, cad asupra obiectelor transmisiei de televiziune și asupra fondului, care împreună alcătuiesc „subiectul de transmis". Razele reflectate de obiecte și fond, trecînd prin mediul despărțitor (stratul de aer), ajung în dispozitivul optic al sistemului de emisie de televiziune și se focalizează pe suprafața sensibilă la lumină a transformatorului optico-electronic. Acesta asigură transformarea semnalelor luminoase, ce sosesc de la diversele porțiuni izolate ale imaginii, în semnale electrice proporționale cu luminozitatea respectivă.

Semnalele de televiziune se transmit cu ajutorul canalului de transmisie radio la punctul de recepție al sistemului de televiziune. La transmisia prin radio, în compunerea aparaturii canalului de legătură intră emițătorul și receptorul de televiziune (televizorul), cu sistemele respective de antene. În unele cazuri, în canalul de legătură se includ stații intermediare de recepție-emisie (stații de retranslație). La transmisia prin cablu, în compunerea aparaturii canalului de legătură intră linia de cablu și amplificatoarele, care compensează atenuarea semnalului de televiziune în cablu.

Punctul de recepție al sistemului de televiziune este prevăzut cu un transformator electrono-optic care, de obicei, este tubul catodic receptor (cinescop). Cu ajutorul acestuia, semnalul de televiziune se transformă în imagine optică vizibilă, redînd „subiectul de transmis".

¹) Dispozitivele destinate special pentru transmiterea imaginilor fixe se numesc aparate foto-telegrafice.

Particularitățile transmisiei semnalelor de televiziune

Subiectul transmisiei de televiziune se caracterizează prin dispunerea complexă a luminozităților și nuanțelor de culori ale porțiunilor elementare separate. Datorită mișcării obiectelor, deplasării camerei de luat vederi și variației condițiilor de iluminare, dispunerea luminozităților și a nuanțelor de culori variază încontinuu.

Pentru a caracteriza în întregime imaginea este necesar ca în fiecare moment să se transmită informația despre dispunerea luminozităților și a nuanțelor de culori ale multiplelor elemente ale imaginii transmise.

În televiziunea modernă de înaltă calitate, pentru obținerea imaginii cu detalii mici, bine distincte, se transmite informația despre dispunerea luminozităților și a nuanțelor de culori ale multiplelor elemente ale imaginii transmise.

În televiziunea modernă de înaltă calitate, pentru obținerea imaginii cu detalii mici, bine distincte, se transmite informația despre dispunerea luminozităților și a nuanțelor de culori pentru cel puțin 100 000—400 000 de porțiuni elementare din imagine.

Pentru ca să se execute practic transmiterea imaginilor prin canalul de transmisie electrică se fac o serie de simplificări care, într-o măsură oarecare, „sărăcesc" imaginea transmisă; de asemenea se folosesc metode speciale pentru descompunerea imaginii într-un număr foarte mare de elemente izolate.

Principala simplificare la care se recurge în majoritatea sistemelor de televiziune existente constă în aceea că se renunță la transmiterea culorilor obiectelor. Se transmit imaginile în negru-alb (semitonuri), care se caracterizează numai prin dispunerea nivelului de luminozitate (de la negru pînă la alb). Aceasta permite să se simplifice esențial semnalul transmis prin canalul radio. Totodată, imaginea negru-alb de bună calitate, în majoritatea cazurilor practice, asigură o reprezentare destul de completă a subiectului de transmis.

Explorarea şi sincronizarea imaginii

O mare importanţă o are metoda explorării imaginii, întrebuinţată în toate sistemele de televiziune, fără nici o excepţie.

Explorarea constă în urmărirea pe rînd a tuturor elementelor imaginii într-o anumită ordine şi cu o viteză dată. Legea explorării, adică a urmăririi succesive a porţiunilor de imagine, poate fi foarte variată. Cel mai simplu mod de explorare în televiziune este explorarea progresivă, cînd se execută analiza succesivă a liniilor orizontale ale imaginii (fig. 17-2), linie după linie de sus în jos.

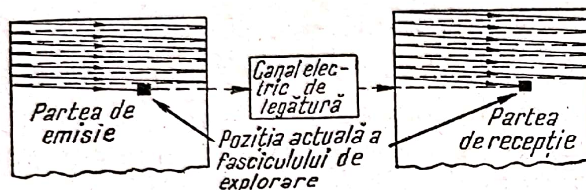


Fig. 17-2. Principiul explorării imaginii de televiziune.

Deplasarea fasciculului de explorare pe linie se execută lin, cu o viteză constantă, iar trecerea de la o linie la alta (cursa inversă) se execută prin salt. Totalitatea liniilor (rastrul) în care este descompusă imaginea compune un cadru. În procesul explorării imaginii, luminozitatea medie a fiecărei porţiuni elementare se transformă cu ajutorul transformatorului optico-electronic în curent electric, proporţional cu această luminozitate; se formează astfel semnalul video al imaginii (video în latineşte înseamnă — văd) [1].

Introducerea principiului explorării în televiziune înlătură greutăţile legate de necesitatea transmiterii semnalelor provenite de la o multitudine de elemente ale imaginii.

Intr-adevăr, în cazul folosirii metodei explorării, analiza simultană a tuturor elementelor imaginii se înlocuieşte prin analiza lor succesivă. In acest caz, semnalul video al imaginii este caracterizat prin mărimea curentului proporţional cu luminozitatea elementului de imagine analizat în fiecare moment. De aceea, pentru transmiterea semnalului video al imaginii, în cazul folosirii metodei explorării, se poate folosi linia radio obişnuită cu un canal.

Explorarea imaginii trebuie să se execute cu o viteză foarte mare pentru ca pe durata analizării unui cadru de imagine din subiectul de transmis acesta să nu sufere schimbări importante. Durata cadrului trebuie să fie atît de mică, încît practic să poată fi neglijată deplasarea obiectelor aflate în mişcare, pe durata cadrului. Cu alte cuvinte, un cadru separat de televiziune trebuie să reprezinte practic o imagine aflată în nemişcare (statică).

Simultan cu analiza succesivă a diferitelor elemente separate ale imaginii se produce refacerea tabloului optic pe ecranul receptorului de televiziune. Punctul luminos, obţinut prin procedee electronice pe ecranul tubului de recepţie, este pus în mişcare după aceeaşi lege ca şi fasciculul de explorare de la tubul de emisie (fig. 17-2). Luminozitatea punctului luminos mobil este determinată de valoarea semnalului video al imaginii care soseşte prin canalul de transmisie la receptor. De aceea, pe ecranul tubului de recepţie se obţine aceeaşi distribuţie de luminozitate ca şi la subiectul de transmis.

Pentru o reproducere corectă a imaginii este necesar ca deplasarea punctului de explorare de pe tubul receptor să urmărească exact mersul explorării de pe tubul emiţător.

Această sarcină poate fi rezolvată numai în cazul cînd prin canalul de transmisie, în afară de semnalul video al imaginii, se transmit semnale speciale, care marchează începutul fiecărui cadru şi al fiecărei linii de descompunere a imaginii la tubul de emisie. Aceste semnale poartă denumirea de impulsuri de sincronizare de cadre şi de linii.

Pentru transmiterea impulsurilor de sincronizare sînt folosite momentele în care fasciculul de explorare execută cursa inversă de cadru sau de linie.

Componenţa semnalului de televiziune

Forma simplificată a semnalului de televiziune, avînd incluse în el şi impulsurile de sincronizare, este reprezentată în fig. 17-3.

Se deosebesc următoarele elemente componente ale semnalului video complex de televiziune: semnalul video al imaginii, impulsurile de sincronizare cadre şi linii şi impulsurile de stingere cadre şi linii.

Impulsurile de stingere sînt necesare pentru blocarea tuburilor de televiziune de emisie şi de recepţie pe timpul întoarcerii elementului de explorare. Apariţia pe ecranul receptorului de televiziune a liniilor de întoarcere a desfăşurării ar jena observarea imaginii transmise.

Semnalele video ale imaginii, de obicei, se dispun faţă de nivelul vîrfurilor impulsurilor de sincronizare în aşa fel încît nivelul de negru din semnal să fie mai sus decît nivelul de alb. Semnalul de televiziune poartă în acest caz denumirea de „semnal negativ". Transmiterea semnalului negativ prezintă avantaje în ceea ce priveşte stabilizarea la zgomote, deoarece semnalele perturbatoare puternice se vor găsi în domeniul de negru şi vor apărea pe ecranul tubului receptor sub formă de pete de culoare închisă, care sînt puţin vizibile pe fondul luminos.

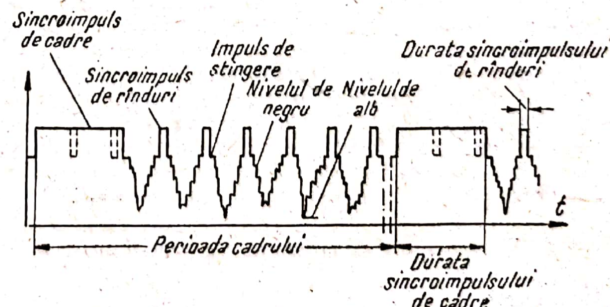


Fig. 17-3. Forma simplificată a semnalului de televiziune.

In acelaşi timp, cu toate că semnalele se transmit în „negativ", pe ecranul tubului receptor se va obţine imaginea normală. Semnalul video se aplică tubului receptor, astfel încît un semnal „negru" puternic produce o pată întunecată pe ecran, iar un semnal „alb" slab produce o pată luminoasă.

[1]) Termenul „semnal video", care a apărut pentru prima oară în literatura de televiziune, actualmente se foloseşte pe scară largă pentru denumirea diferitelor semnale de formă nesinusoidală.

17-2. CARACTERISTICILE VEDERII

Sensibilitatea spectrală a vederii

Observarea vizuală a imaginilor de televiziune se bazează pe unele proprietăţi ale vederii omeneşti. Lumina este alcătuită din oscilaţii electromagnetice cu lungimi de undă foarte scurte. Ochiul omenesc poate percepe

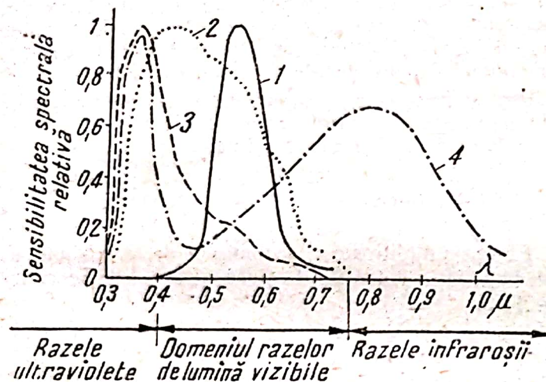


Fig. 17-4. Sensibilitatea spectrală a ochiului omenesc şi a tuburilor videocaptoare (emiţătoare de televiziune): 1 — curba vizibilităţii relative; 2 — sensibilitatea fotocatodului de bismut-argint-cesiu; 3 — sensibilitatea fotocatodului de stibiu-cesiu; 4 — sensibilitatea fotocatodului de oxigen-cesiu.

razele de lumină cu lungimi de undă de la 0,4 la 0,76 μ. Senzaţia de colorit variază în funcţie de lungimea de undă a sursei de lumină monocromatică[1]) (fig. 17-4).

Razele de lumină cu lungimea de undă de 0,4 μ se percep de către ochiul omenesc ca raze de culoare albastră, iar cele cu lungimea de undă de 0,76 μ se percep ca raze de culoare roşie. Razele cu lungimea de undă de 0,55 μ sînt percepute ca raze de culoare galbenă. Ochiul nu reacţionează în mod egal la emisia luminoasă a diferitelor surse monocromatice cu aceeaşi putere de iradiaţie. Selectivitatea ochiului faţă de razele de lumină de diferite lungimi de undă este caracterizată de curba vizibilităţii relative (fig. 17-4).

Acţiunea simultană asupra ochiului a razelor de lumină ce provoacă fiecare în parte senzaţia de culoare roşie, verde şi albastră poate să ducă la apariţia senzaţiei de orice nuanţă coloristică (în funcţie de raportul dintre intensitatea luminoasă a surselor indicate). Această proprietate se foloseşte la construirea sistemelor de televiziune în culori.

Sensibilitatea la contrast a vederii

Observatorul poate descoperi un obiect pe fondul înconjurător dacă luminozitatea obiectului B_{ob} se deosebeşte de luminozitatea fondului B_f. Diferenţa dintre luminozitatea obiectului şi a fondului, sau contrastul obiectului faţă de fondul înconjurător, se caracterizează prin coeficientul de contrast K, care se determină cu formula

$$K=\frac{B_f-B_{ob}}{B_f}\,100\% \text{ (în cazul cînd } B_f > B_{ob}),$$

sau

$$K=\frac{B_{ob}-B_f}{B_{ob}}\,100\% \text{ (în cazul cînd } B_{ob} > B_f).$$

Una dintre particularităţile vederii omeneşti constă în aceea că ochiul nu reacţionează în egală măsură pentru aceleaşi diferenţe absolute ale luminozităţilor a două obiecte $\Delta B=B_1-B_2$, ci pentru aceeaşi diferenţă relativă $\Delta B/B$. Diferenţa relativă minimă care se poate distinge în luminozităţile cîmpurilor şi care determină sensibilitatea la contrast a vederii se exprimă prin raportul $K_{min}=\frac{\Delta B}{B}=1\%$. Această valoare, în limite destul de largi, nu depinde de valoarea absolută a luminozităţii B.

Capacitatea de separare a ochiului omenesc este caracterizată prin valoarea unghiului de vedere minim γ_{min}, sub care se pot vedea două puncte distincte. În medie se consideră $\gamma_{min}=1'$.

Inerţia vederii

Pentru perceperea efectului de mişcare în televiziune, la fel ca în cinematografie, se foloseşte inerţia vederii, care constă în capacitatea ochiului de a păstra senzaţia vizuală în decursul unui timp anumit după ce acţiunea excitaţiei vizuale a încetat. Datorită inerţiei vederii se poate reproduce imaginea obiectelor în mişcare printr-o schimbare destul de rapidă a unor cadre fixe, ce trec prin faţa observatorului. Experienţa arată că este suficientă o mişcare destul de lină prin transmiterea unui număr de 24—25 cadre pe secundă. Totuşi în acest caz se observă clipiri destul de puternice, care obosesc ochiul. Dacă se măreşte frecvenţa cadrelor, senzaţia de clipiri se micşorează şi peste o anumită limită dispare în întregime.

Frecvenţa critică de repetiţie a cadrelor f_k, la care are loc dispariţia clipirilor, se determină cu următoarea formulă empirică

$$f_k=9{,}6\log B+65,$$

unde B este luminozitatea medie a ecranului tubului de televiziune (în stilbi).

Pentru valorile practice ale mărimii B frecvenţa critică a cadrelor f_k este de 48—60 Hz.

17-3. DISPOZITIVE PENTRU TRANSFORMAREA FOTOELECTRONICĂ A SEMNALELOR

Efectul fotoelectronic

Pentru transformarea semnalelor luminoase în semnale electrice în televiziune se foloseşte efectul fotoelectronic. Se deosebesc efectul fotoelectronic interior şi exterior.

Efectul fotoelectronic exterior constă în emisia electronilor de pe suprafaţa unui metal sub acţiunea fluxului

[1]) Sursa monocromatică este sursa care emite oscilaţii electromagnetice pe o anumită lungime de undă determinată.

luminos. Acest fenomen este mai accentuat la metalele alcalino-telurice (natriu, kaliu, rubidiu și cesiu). Efectul fotoelectronic interior constă în mărirea conductibilității unor tipuri de semiconductoare sub acțiunea luminii.

Aparatul cel mai simplu, construit pe principiul efectului fotoelectronic exterior, se numește f o t o c e l u l ă (fig. 17-5, *a*).

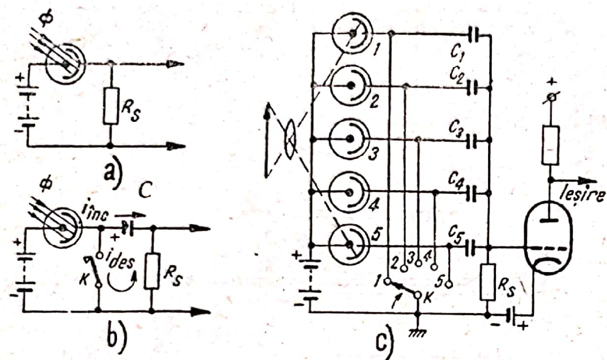


Fig. 17-5. Principiile transformării fotoelectronice a semnalelor de imagine.

Sub acțiunea fluxului luminos ce cade pe fotocelulă, din fotocatod se extrag electroni, care sînt atrași de anodul încărcat pozitiv. Curentul I_f din circuitul fotocelulei, în cazul unei anumite valori a tensiunii anodice, este direct proporțional cu fluxul luminos Φ ce cade pe fotocelulă ($I_f = k\Phi$). Fotoelementul este practic lipsit de inerție; orice variație a fluxului luminos este însoțită de variația imediată a valorii curentului.

In scopul măririi sensibilității fotocelulelor se întrebuințează așa-numiții fotocatozi complecși, alcătuiți din oxid-cesiu (sau oxigen-cesiu) și stibiu-cesiu. Acești fotocatozi au o structură complexă din straturi și granule.

Fotocatozii de stibiu-cesiu și de oxid-cesiu pot fi executați sub forma unor membrane semitransparente și pot lucra după principiul „iluminării" (lumina cade pe o față a membranei semitransparente, iar electronii sînt eliberați de partea opusă).

Sensibilitatea fotocelulei depinde de lungimea de undă a luminii ce cade pe acesta. In fig. 17-4 se arată (în valori relative) caracteristica sensibilității spectrale a unora dintre tipurile de fotocatozi semitransparenți. Prin alegerea corespunzătoare a materialului fotocatodului este posibilă construirea fotocelulelor, care au maximul sensibilității spectrale plasat în regiunea razelor de lumină cu lungime de undă mare sau mică (după necesitate).

Este posibilă de asemenea construirea fotocelulelor sensibile la raze infraroșii, ultraviolete sau Roentgen. Aceasta lărgește considerabil limitele de folosire ale tehnicii televiziunii, făcînd posibilă observarea spectrului undelor electromagnetice într-un domeniu mai larg decît cel accesibil ochiului omenesc.

Efectul fotoelectronic interior, care este propriu unor anumite semiconductoare (fotorezistențe), constă în faptul că sub acțiunea fluxului de lumină în interiorul semiconductorului crește numărul de electroni ce se eliberează din structura cristalului acestuia. Fotorezistențele sînt mai sensibile la fluxul de energie luminoasă decît fotoelementele. Maximul sensibilității spectrale pentru cîteva tipuri de fotorezistențe se află în domeniul undelor lungi ale spectrului (razele roșii și infraroșii). Existența acestei proprietăți permite să se folosească fotorezistențele pentru construcția aparatelor ce lucrează în gama razelor infraroșii. Deficiența majorității fotorezistențelor este inerția relativ mare a acestora.

Principiul acumulării sarcinilor

In scopul măririi sensibilității la transformarea fotoelectronică în televiziune se folosește de obicei principiul acumulării sarcinilor, care constă, în esență, în următoarele. Fotoelementul se conectează ca în schema indicată în fig. 17-5,*b*. Fluxul luminos Φ cade pe fotocatod fără întrerupere. Comutatorul *K* este deschis un timp mult mai mare față de timpul de închidere al contactului său. In cazul cînd contactul este deschis, condensatorul *C* se încarcă prin curentul fotoelectronic de valoare mică. Pe condensator se acumulează energie electrică și tensiunea sa crește. In cazul închiderii contactului pentru scurtă durată are loc descărcarea rapidă a condensatorului prin rezistența de sarcină R_s și valoarea medie a curentului de descărcare este de atîtea ori mai mare decît valoarea curentului de încărcare de cîte ori timpul de acumulare a sarcinilor este mai mare decît durata descărcării condensatorului. Căderea de tensiune pe rezistența R_s, datorită curentului de descărcare, se folosește în calitate de semnal de imagine.

Cu ajutorul unui fotoelement separat se poate obține semnalul electric corespunzător numai unui singur element al imaginii. In tubul emițător de televiziune, pentru cuprinderea întregii imagini, fotocatodul trebuie să fie astfel construit, încît fiecărui element al imaginii să-i corespundă fotocatodul său elementar.

In fig. 17-5, *c* este arătată schema care explică posibilitatea obținerii semnalelor de televiziune de la fiecare dintre elementele imaginii. In compunerea acestei scheme intră panoul format din fotocelule, pe fotocatodul cărora, cu ajutorul obiectivului, este proiectată imaginea diferitelor elemente separate ale subiectului de transmis. Anozii tuturor fotoelementelor sînt înseriați și conectați la sursa de alimentare. Circuitele fotocatozilor sînt prevăzute cu condensatoare de acumulare (de capacități egale) C_1, C_2 etc., în care are loc neîntrerupt acumularea sarcinilor, condiționată de fenomenul de emisie fotoelectronică exterioară. Valoarea curentului de încărcare pentru fiecare fotoelement este determinată de valoarea fluxului luminos Φ, care vine de la porțiunea elementară a imaginii. Deci, pe condensatoarele C_1, C_2 etc. se acumulează sarcini ce formează un fel de „relief de potențial". Adîncimea acestui relief corespunde luminozității diferitelor elemente ale imaginii. Comutatorul *K* asigură descărcarea pe rînd a condensatoarelor de acumulare elementare pe rezistența de sarcină R_s, în funcție de legea de explorare adoptată; în urma acestui fapt de pe rezistența R_s se culege videosemnalul.

Perfecționarea schemei prezentate a dus la construirea tuburilor emițătoare de televiziune de diferite tipuri; principala direcție a dezvoltării acestora este determinată de tendința de creștere a sensibilității în același timp cu creșterea puterii de separare.

Tuburile emițătoare de televiziune

Din punct de vedere istoric primul tip de tub emițător de televiziune a fost i c o n o s c o p u l (fig. 17-6, *a*), in care se folosea un fotocatod mozaic special, sub forma unei plăci de mică, pe care erau trasați fotocatozi minusculi de argint-cesiu. Atît în iconoscop, cît și în alte tipuri de

tuburi emițătoare, în calitate de comutator cu acțiune rapidă care să asigure analiza succesivă a tuturor elementelor imaginii, se folosește fasciculul electronic practic lipsit de inerție.

Iconoscopul are o sensibilitate mică, ce permite folosirea acestuia numai în condițiile transmiterii din studio, cînd se poate asigura o iluminare artificială puternică. Per-

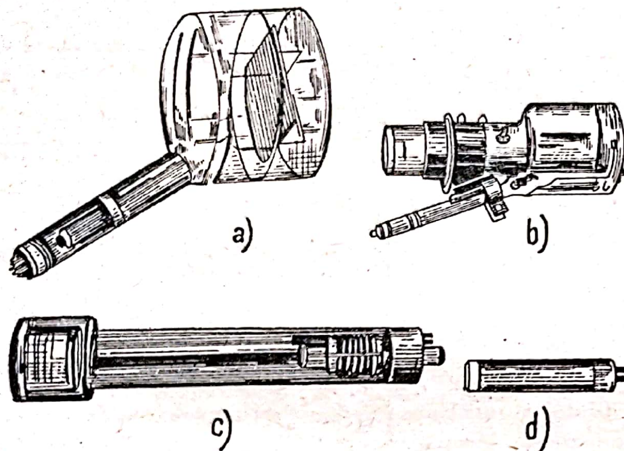


Fig. 17-6. Tuburi emițătoare de televiziune :
a — iconoscop ; *b* — supericonoscop ; *c* — superorticon ; *d* — tub cu fotorezistență (vidicon).

fecționarea construcției iconoscopului a dus la crearea unui tub emițător mai sensibil de tip s u p e r i c o n o s c o p, in care se folosește fotocatodul semitransparent ce lucrează pe principiul „iluminării" (fig. 17-6, *b*).

Acest tub emițător poate lucra în condițiile luminării naturale normale.

Un tip mai perfecționat de tub emițător, în care se folosește fenomenul de efect fotoelectric exterior, este s u p e r o r t i c o n u l (fig. 17-6, *c*). Tuburile de acest tip cu putere de separare de circa 625 linii, pot lucra în cazul luminării fotocatodului cu circa 1,5 lx, în timp ce luminarea minimă necesară pentru citire și scriere este de 20—30 lx.

Sensibilitatea superorticonului poate ajunge pînă la $1 \cdot 10^{-6}$ lx, ceea ce corespunde observării imaginilor de televiziune în condițiile unei nopți lipsite de lună. Puterea de separare, în acest caz, se micșorează pînă la 100 linii. Sensibilitatea mare a superorticonului necesită o construcție destul de complicată a tubului.

Folosirea efectului fotoelectronic interior permite să se simplifice în mare măsură construcția tuburilor de emisie, păstrîndu-se aproximativ aceeași sensibilitate și putere de separare ca și pentru superorticonul standard. Tubul emițător în care se folosește efectul fotoelectronic interior se numește t u b e m i ț ă t o r c u f o t o r e z i s t e n ț ă [1]).

Aspectul exterior al unui astfel de tub este arătat în fig. 17-6, *d*, iar schema acestuia este indicată în fig. 17-7. Imaginea luminoasă se proiectează de către obiectiv pe fotorezistență ; aceasta din urmă este realizată prin aplicarea unui strat subțire pe o placă de semnal semitransparentă, care, cu ajutorul unui inel metalic, este legată cu rezistența de sarcină. In cazul luminării fotorezistenței, între părțile din stînga și din dreapta ei se formează canale conductive ; valoarea conductibilității depinde de gradul de iluminare al porțiunii respective din imagine. Intre partea din dreapta și din stînga plăcii, într-un timp egal cu perioada cadrului, are loc redistribuirea electronilor, acest proces fiind mai accentuat pe porțiunile elementare ale fotorezistenței, unde conductibilitatea este mai mare.

Pe condensatoarele elementare conectate în paralel cu canalele conductive, pe durata cadrului, se formează un relief de potențial, determinat de distribuția gradului de iluminare al diferitelor porțiuni ale imaginii. Acest relief de potențial se citește cu ajutorul fasciculului electronic de comutare care se desfășoară în rastru pe partea dreaptă a suprafeței plăcii fotoconductoare. Semnalul de imagine se culege de pe rezistența de sarcină conectată în circuitul plăcii de semnal.

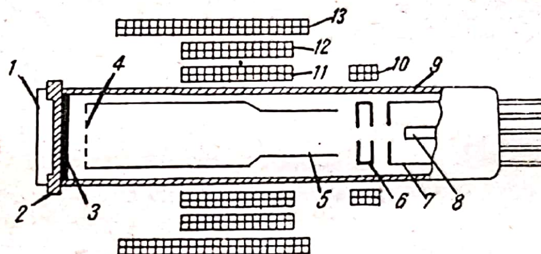


Fig. 17-7. Construcția tubului emițător cu fotorezistență :
1 — sticla protectoare ; 2 — placa de semnal semitransparentă ; 3 — fotorezistența ; 4 — grila împletită ; 5 — electrodul de focalizare (anodul doi) ; 6 — electrodul de accelerare (anodul unu) ; 7 — electrodul de comandă ; 8 — catodul ; 9 — balonul ; 10 — bobina de corecție ; 11 — bobina de focalizare ; 12 — bobina de centrare ; 13 — sistemul de deviație.

Simplitatea construcției și sensibilitatea înaltă (apropiată de sensibilitatea superorticonului de serie) reprezintă avantajele esențiale ale tuburilor cu fotorezistență. Deficiența acestor tuburi este inerția mărită [1]), care nu permite folosirea lor la transmiterea imaginilor obiectelor aflate în mișcare.

17-4. TUBURI RECEPTOARE DE TELEVIZIUNE

Construcția și principiul de funcționare a cinescopului

Cu ajutorul tubului receptor de televiziune, denumit de obicei cinescop, se execută transformarea semnalelor electrice în imagine optică vizuală. Pentru aceasta se folosește fenomenul de electroluminescență, care constă în producerea luminescenței substanței ecranului sub acțiunea bombardamentului electronic. In funcție de compoziția chimică a luminoforului culoarea obținută poate fi albastră, roșie, verde etc.

In majoritatea cinescoapelor, deviația fasciculului electronic pe linii și pe cadre se execută cu ajutorul cîmpurilor magnetice. Astfel de cinescoape au un șir de avantaje față de tuburile în care se folosește deviația electrostatică a fasciculului electronic. Dintre aceste avantaje se

[1]) In literatură adeseori se întîlnesc și alte denumiri ale tuburilor emițătoare de acest tip (vidicon, staticon etc.).

[1]) Inerția tubului emițător constă în păstrarea reliefului de potențial cîtva timp după terminarea acțiunii fasciculului luminos.

enumeră: 1) o lungime mai mică a tubului pentru aceleaşi dimensiuni ale ecranului şi pentru aceleaşi tensiuni de accelerare; 2) simplitatea relativă a construcţiei. Focalizarea fasciculului electronic în diferitele tipuri de cinescoape se execută atît cu ajutorul cîmpului electrostatic, cît şi cu ajutorul celui magnetic.

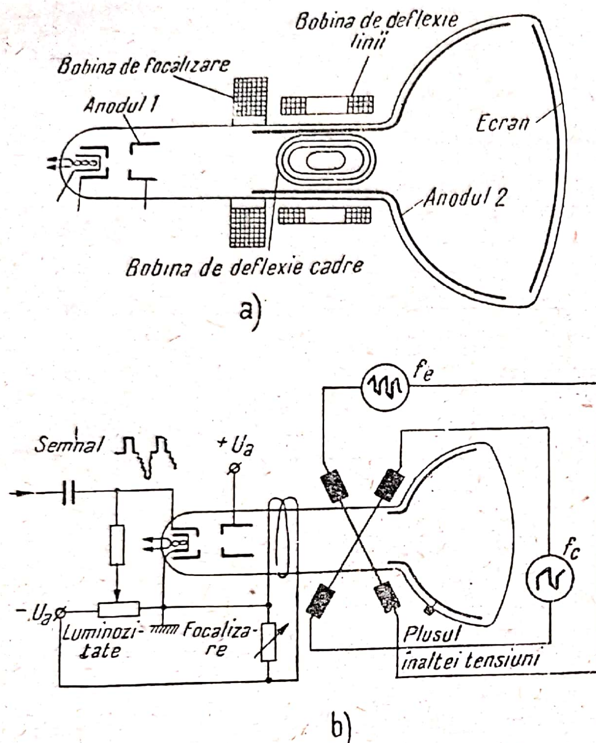


Fig. 17-8. Tubul receptor de televiziune.

Schema cinescopului este arătată în fig. 17-8, *a*. În interiorul balonului vidat sînt dispuse: proiectorul (tunul) electronic, compus din catodul termoelectronic, grila de comandă şi anodul *1*; anodul *2*, sub forma unei acoperiri de grafit, şi ecranul, a cărui substanţă poate deveni luminescentă sub acţiunea electronilor ce ies din tunul electronic şi sînt acceleraţi suplimentar de cîmpul electric al anozilor *1* şi *2*. Focalizarea electronilor în fascicul electronic îngust se execută atît de către tunul electronic, cît şi de bobina de focalizare, dispusă pe gîtul tubului. Deviaţia spotului luminos pe orizontală şi pe verticală se execută cu ajutorul bobinelor de deflexie de linii şi de cadre, care deplasează fasciculul electronic pe orizontală şi pe verticală. Luminozitatea porţiunii din ecran supusă bombardamentului electronic depinde de valoarea curentului fasciculului electronic. Ea se poate varia prin variaţia tensiunii aplicate pe o grilă specială de comandă, care se află în drumul fasciculului electronic.

Schema de conectare a cinescopului cu focalizare electromagnetică a fasciculului electronic este reprezentată în fig. 17-8, *b*. În circuitul grilei de comandă a cinescopului se introduce semnalul de televiziune, care determină valoarea curentului fasciculului şi deci luminozitatea punctului respectiv de pe ecran. Dacă semnalul negativ se aplică pe catod, atunci nivelului de negru (v. fig. 17-3) îi va corespunde blocarea fasciculului, iar nivelului de alb — o valoare mare de curent. Datorită acţiunii bobinelor de deflexie, fasciculul descrie linii şi cadre, iar luminozitatea punctului din porţiunea ecranului, pe care cade fasciculul la un moment dat, este determinată de mărimea valorii semnalului de televiziune. Aceasta permite să se redea pe ecranul tubului de recepţie aceeaşi distribuţie a luminozităţilor pe care o are subiectul de transmis.

Unele particularităţi ale cinescopului

Întrebuinţarea cinescopului cu ecran dreptunghiular permite micşorarea dimensiunilor receptorului de televiziune. Într-o serie de cinescoape se întrebuinţează ecrane metalizate (cu un strat de aluminiu) care, în afară de stratul luminofor, au şi o acoperire metalică foarte subţire. Această peliculă metalică nu permite bombardarea luminoforului de către ionii negativi de oxigen, care sînt smulşi din catodul termoelectronic acoperit cu un strat de oxizi de bariu. Dacă nu se iau măsuri pentru înlăturarea bombardamentului ecranului de către ioni (mai grei decît electronii), suprafaţa ecranului se deteriorează repede şi în centrul tubului apare o pată întunecoasă denumită p a t a i o n i c ă.

În afară de metalizarea ecranului, pentru înlăturarea petei ionice se întrebuinţează capcanele ionice care permit „curăţirea" fluxului de electroni de ionii negativi mai grei.

Schema capcanei ionice este reprezentată în fig. 17-9. Axa tunului electronic *TE* formează un unghi oarecare cu axa tubului. Primul anod A_1 este curbat în aşa fel încît axa părţii de ieşire a acestuia să coincidă cu axa tubului. În domeniul *MN*, cu ajutorul unui magnet permanent exterior (auxiliar), se creează cîmpul magnetic care deviază fasciculul electronic dirijîndu-l de-a lungul axei tubului. În acelaşi timp fasciculul de ioni (haşurat pe figură) nu este deviat de cîmpul magnetic şi este reţinut de anodul A_1.

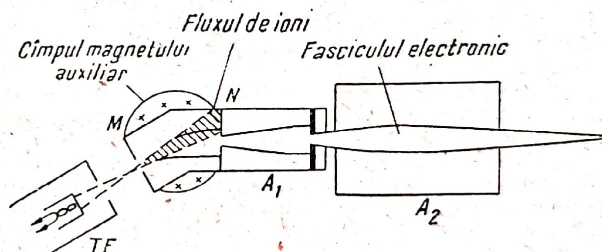


Fig. 17-9. Schema de construcţie a capcanei ionice.

În unele cinescoape înlăturarea petei ionice se obţine prin întrebuinţarea unei lentile electrostatice înclinate, care este montată în interiorul tubului şi joacă acelaşi rol ca şi magnetul auxiliar.

Cinescop cu unghi de deviaţie a fasciculului electronic de 110°

În televizoarele moderne, cinescoapele au raportul între lungime şi dimensiunea ecranului pe diagonală (diametru) destul de mare. Datorită acestui fapt, receptoarele de televiziune în care se întrebuinţează astfel de cinescoape sînt destul de voluminoase; partea cu soclul cinescopului de obicei iese dincolo de limitele capacului din spate al televizorului, ceea ce îngreuiază instalarea acestuia la locul de recepţie şi creează un şir de inconveniente în exploatare. Problema micşorării dimensiunilor televizorului

se reduce deci la problema micşorării lungimii cinescopului, păstrîndu-se în acelaşi timp dimensiunile ecranului acestuia. Micşorarea lungimii cinescopului, în aceste condiţii, este posibilă prin mărirea unghiului de deviaţie a fasciculului.

Folosirea în televizoarele moderne („Record", „Znamia", „Rubin") a cinescoapelor dreptunghiulare cu unghi de deviaţie a fasciculului egal cu 70°, încă dă rezultatele scontate. Actualmente, industria a început să producă două tipuri de cinescoape din metal-sticlă cu unghi de deviaţie a fasciculului pe diagonală de 110° (pe orizontală 103°, pe verticală 87°). Dimensiunea ecranului pe diagonală la unul dintre aceste tipuri este egală cu 43 cm (43ЛК6Б), iar la celălalt — 53 cm (53ЛК5Б).

In noile cinescoape se foloseşte tunul tetrodă şi focalizarea electrostatică a fasciculului, care este uniformă pe tot cîmpul ecranului. Intunecarea colţurilor ecranului, care apare în cazul unui unghi de deviaţie mare a fasciculului, a fost înlăturată în noile cinescoape prin alegerea formei corespunzătoare a balonului de sticlă în locul în care se face trecerea de la gîtul tubului spre partea lui conică.

O dată cu mărirea unghiului de deviaţie al fasciculului, în tubul catodic cu deviaţie magnetică creşte simţitor puterea aplicată la sistemul de deviaţie de la etajele de ieşire ale generatoarelor de baleiaj de linii şi de cadre. In scopul micşorării puterii necesare consumate pentru deviaţia fasciculului a fost mărită sensibilitatea noilor cinescoape, prin micşorarea diametrului gîtului tubului pînă la 29 mm (faţă de 38 mm la tuburile cu unghiul de deviaţie de 70°). In afară de aceasta, bobinele în formă de şea ale sistemului de deflexie sînt apropiate de ecran şi se dispun parţial pe partea conică a balonului cinescopului. Ecranele noilor tuburi din sticlă de culoare fumurie sînt aluminizate, ceea ce permite mărirea contrastului imaginilor recepţionate.

Distorsiunile geometrice de tip perniţă ale rastrului, care apar în cazul unghiurilor mari de deviaţie ale fasciculului, se micşorează în noile tuburi prin ajustarea formei bobinelor de deflexie şi prin montarea corespunzătoare în partea anterioară a sistemului de deflexie a unor magneţi permanenţi de corecţie.

Schemele generatoarelor de baleiaj de linii şi de cadre, pentru tuburile cu unghi de deviaţie mare a fasciculului, principial nu se deosebesc cu nimic de schemele de baleiaj cunoscute, cu ieşiri pe transformatoare şi autotransformatoare. Puterile ceva mai mari, necesare pentru deviaţia fasciculului, pot fi obţinute prin forţarea regimului de lucru al etajelor de ieşire ale blocurilor de baleiaj.

17-5. SCHEMA GENERALĂ DE PRINCIPIU A SISTEMULUI DE TELEVIZIUNE

Sistemul de televiziune se compune din staţii de televiziune de emisie şi de recepţie. Staţia de emisie a sistemului de televiziune (centrul de televiziune) se compune de obicei dintr-un echipament complex alcătuit dintr-un şir de studiouri, puncte de dispecer şi staţii cu aparatura de emisie. Antenele staţionare de emisie se instalează pe turnuri înalte (pentru mărirea distanţei de propagare pe UUS).

Staţiile de televiziune mobile conţin una sau mai multe camere de luat vederi, care lucrează cu emiţătoare de mică putere. Semnalele acestor emiţătoare sînt recepţionate de centrul de televiziune şi apoi se retransmit în reţea cu ajutorul dispozitivelor de radio-emisie de bază. Pentru recepţionarea emisiilor de televiziune (imagine şi sunet) servesc receptoarele de televiziune (televizoarele).

Schemele de principiu ale staţiilor de televiziune de emisie şi de recepţie sînt arătate în fig. 17-10, iar diagramele proceselor din punctele principale ale schemelor sînt indicate în fig. 17-11.

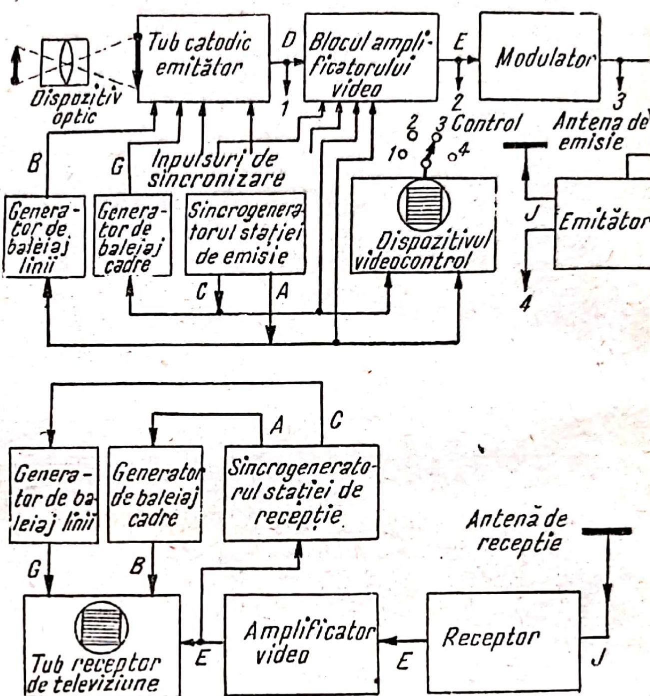


Fig. 17-10. Schema de principiu a sistemului de televiziune (fără canalul de sunet).

Obiectivul camerei de luat vederi proiectează imaginea subiectului de transmis pe suprafaţa sensibilă la lumină a tubului emiţător de televiziune. Acesta execută transformarea imaginii optice în semnale electrice. Baleiajul de linii şi de cadre se execută cu ajutorul generatoarelor respective. Frecvenţa desfăşurărilor de linii şi de cadre este comandată de sincrogeneratorul staţiei de emisie, care produce sincroimpulsuri de linii şi de cadre ce comandă funcţionarea generatoarelor de baleiaj respective. Sincrogeneratoarele de asemenea produc impulsuri de stingere de linii şi de cadre, care sînt utilizate pentru blocarea tubului de emisie în timpul cursei inverse a fasciculului.

Semnalul video de bandă largă de la ieşirea tubului emiţător se aplică canalului de amplificare, compus din mai multe etaje amplificatoare video. De obicei canalul de amplificare se compune din etaje preamplificatoare dispuse din punct de vedere constructiv în imediata apropiere a tubului emiţător şi dintr-un amplificator de linie.

In acesta din urmă are loc amplificarea semnalului de imagine şi de asemenea amestecarea acestuia cu sincroimpulsurile de linii şi de cadre, cum şi cu impulsurile de stingere ce sosesc de la sincrogenerator în etaje speciale de amestec.

La ieşirea amplificatorului de linie se obţine semnalul de televiziune complex, care se aplică etajului modulator al emiţătorului radio. In modulator semnalul complex de televiziune se amplifică în putere şi apoi se aplică generatorului de înaltă frecvenţă, pentru modularea frecvenţei purtătoare. Emiţătorul propriu-zis de radiotelevizíune are

de obicei cel puţin două etaje, dintre care primul este oscilatorul pilot. Celelalte etaje îndeplinesc funcţia de multiplicare a frecvenţei sau de amplificare a puterii. Cu ajutorul antenei de emisie semnalul de televiziune este emis în

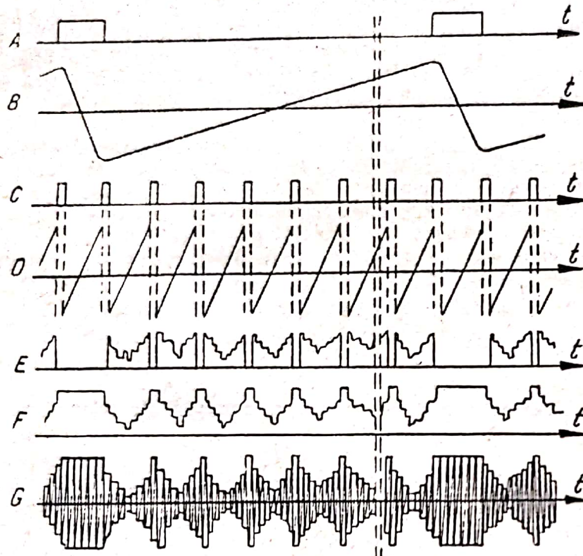


Fig. 17-11. Diagrama proceselor în punctele principale ale schemei din fig. 17-10.

spaţiu. Antena suplimentară serveşte pentru transmiterea semnalelor de sunet obţinute de la un radio emiţător special.

La punctul de recepţie, semnalul de televiziune ajunge în antena receptorului de televiziune. În receptor, semnalele de imagine şi sunet se împart pe canale separate şi se întrebuinţează pentru obţinerea imaginii pe ecranul tubului receptor şi respectiv a semnalelor audio în difuzor.

Receptorul de televiziune conţine de asemenea etaje de sincronizare şi de baleiaj. Un selector special de amplitudine separă sincroimpulsurile de linii şi de cadre de semnalele de imagine, folosind faptul că aceste impulsuri depăşesc ca amplitudine oricare dintre nivelurile semnalelor de imagine. Separarea sincroimpulsurilor de linii de cele de cadre se realizează de obicei prin folosirea deosebirilor dintre ele în ceea ce priveşte durata.

Sincroimpulsurile de linii şi cele de cadre obţinute la ieşirea sincrogeneratorului se folosesc pentru comanda generatoarelor de baleiaj de linii şi de cadre ale tubului cinescop de televiziune. Cu ajutorul acestor generatoare se produce deviaţia punctului luminos pe ecranul tubului receptor, pe linii şi pe cadre. Semnalul video complex de televiziune de la ieşirea amplificatorului video se aplică tubului cinescop şi comandă luminozitatea spotului luminos care parcurge ecranul tubului. În punctul de recepţie ia naştere astfel imaginea luminoasă a subiectului transmis prin televiziune. Impulsurile de stingere de linii şi de cadre, care intră în compunerea videosemnalului complet de televiziune, asigură blocarea tubului cinescop pe timpul cursei inverse a desfăşurării pe linii şi cadre.

În afară de elementele de bază indicate mai sus, în compunerea sistemului de televiziune intră şi diferite dispozitive suplimentare electronice şi electromecanice.

Pentru transmiterea filmelor de cinematograf la centrul de televiziune se instalează o aparatură de proiecţie specială, care lucrează după metoda iluminării filmului printr-un fascicul luminos îngust ce se desfăşoară în rastrul de televiziune. În calitate de sursă de lumină se foloseşte în acest caz un tub catodic special cu pata luminoasă bine focalizată pe un ecran luminiscent. Semnalele luminoase, după ce străbat filmul respectiv, sînt proporţionale cu gradul de transparenţă al acestuia, care, la rîndul său, este determinat de caracterul subiectului de transmis. Aceste semnale sînt recepţionate de către traductorul fotoelectronic, la ieşirea căruia se obţine semnalul de televiziune.

17-6. PRINCIPALELE CARACTERISTICI ALE IMAGINII ŞI PARAMETRII SEMNALULUI DE TELEVIZIUNE

Alegerea frecvenţei cadrelor

În cazul desfăşurării progresive, frecvenţa cadrelor f_c se alege în aşa fel încît să nu se producă clipiri la reproducerea efectului de mişcare. Formula de calcul empirică este:

$$f_c = 9{,}6 \log B + 65,$$

unde B este luminozitatea medie a imaginii, în sb.

În medie

$$f_c = 40 \ldots 60 \text{ Hz}.$$

În sistemele de televiziune este larg răspîndită aşa-numita explorare peste linii (întreţesută), a cărei întrebuinţare permite să se micşoreze de două ori frecvenţa de repetiţie a cadrelor.

Principiul explorării întreţesute se poate explica cu ajutorul fig. 17-12. În loc de a transmite, de exemplu, 50 cadre pe secundă, ca în cazul desfăşurării progresive, şi un număr de Z linii de descompunere, se procedează în modul următor. În primele 1/50 s se transmit toate liniile fără soţ (1, 3, 5 etc.), care formează primul semicadru. În următoarele 1/50 s se transmit toate liniile cu soţ (2, 4, 6 etc.), care formează al doilea semicadru. Pentru ca liniile cu soţ şi cele fără soţ să nu se supra-

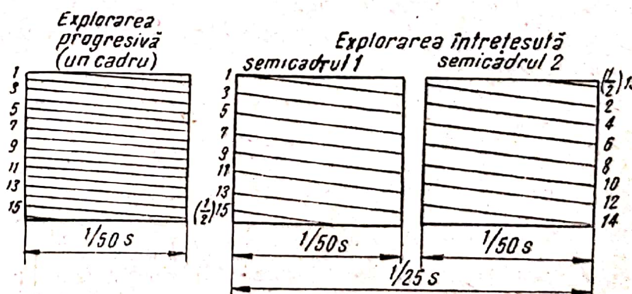


Fig. 17-12. Explorarea progresivă şi întreţesută.

pună, numărul total de linii Z se alege fără soţ. Explorarea primului semicadru se termină la jumătatea liniei, iar a doua jumătate a acesteia intră în al doilea semicadru. Numărul total Z al liniilor, în felul acesta, se transmite în timpul de 1/25 s.

Prin urmare, numărul de cadre complete pe secundă s-a micşorat de două ori. In acelaşi timp numărul de schimbări de „semicadre“ a rămas de 50 pe secundă. Cu alte cuvinte, clipirea imaginii are loc cu aceeaşi frecvenţă ca şi în cazul explorării progresive (50 Hz). Această clipire nu este observată de ochiul omenesc. Claritatea imaginii nu se înrăutăţeşte, deoarece numărul total al liniilor de descompunere rămîne neschimbat. In schimb, numărul de cadre pe secundă necesar pentru înlăturarea clipirii se micşorează de două ori.

Se pot ivi în practică cazuri cînd în sistemul de televiziune nu este necesară redarea efectului de mişcare. In aceste situaţii se poate admite o micşorare substanţială a numărului de cadre pe secundă. De obicei aceasta se realizează prin micşorarea substanţială a vitezei de explorare pe linii, ceea ce măreşte durata transmiterii unui cadru de televiziune şi duce corespunzător la micşorarea frecvenţei cadrelor.

Dacă frecvenţa cadrelor devine mai mică de 7—10 Hz, la redarea imaginii de televiziune devine imposibilă folosirea proprietăţilor de inerţie ale vederii. In aceste cazuri se foloseşte înscrierea fotografică a imaginii de televiziune, sau redarea acesteia cu ajutorul tuburilor catodice speciale, care asigură menţinerea de lungă durată a imaginii pe ecran (de exemplu datorită persistenţei luminoase mari a ecranului).

Alegerea numărului de linii

Numărul de linii Z se alege astfel încît să se obţină o redare destul de clară a imaginii obiectelor de dimensiuni mici sau a detaliilor din obiectele mari. De obicei este necesar ca numărul de linii pentru descompunerea imaginii să corespundă cu puterea de separare a ochiului, caracterizată de unghiul de vedere.

Valoarea Z poate fi cu atît mai mare cu cît este mai mică distanţa de la care se priveşte ecranul receptorului. Experienţa arată că punctele optime de observare sînt situate la distanţa L care depăşeşte de 3—5 ori lărgimea ecranului b.

Formula de calcul pentru determinarea numărului de linii:

$$Z=\frac{2b}{L\cdot k_f\cdot \gamma},$$

unde: b este lărgimea ecranului;

L — distanţa de la care se observă imaginea pe televizor;

k_f — raportul de aspect al cadrului, definit prin raportul dintre lărgimea ecranului şi înălţimea acestuia $\left(k_f=\frac{b}{h}\right)$;

γ — unghiul de vedere minim (de obicei în calcule se ia $\gamma=2'$).

In radioteleviziune se consideră: $k_f=\frac{4}{3}$ (din condiţia transmiterii pe canalul de televiziune a filmelor, care au acest format al cadrelor); $\frac{b}{L}=\frac{1}{3}$; $\gamma=2'$ $\left(\text{sau } \frac{1}{57}\cdot\frac{1}{60}\cdot 2 \text{ rad}\right)$.

In condiţiile indicate mai sus, $Z=850$ linii. In acest caz, se asigură valoarea maximă a clarităţii imaginii, privită de la distanţa optimă indicată $\left(\frac{b}{L}=\frac{1}{3}\right)$.

Totodată, trebuie avut în vedere faptul că ochiul este capabil să remarce mărirea clarităţii numai în acel caz cînd creşterea numărului de linii ΔZ reprezintă un anumit procent din numărul total de linii Z. De aceea, în cazul unui număr mic de linii, claritatea creşte destul de repede o dată cu mărirea lui Z, iar în cazul unui număr mare de linii creşterea este încetinită. Pentru un număr de linii de descompunere a cadrului $Z=625$, ales pentru televiziune în U.R.S.S., se asigură o claritate apropiată de valoarea maximă.

In cazul rezolvării unei probleme speciale, cînd imaginea poate fi privită de la orice distanţă, noţiunea de claritate maximă îşi pierde valoarea. In acest caz, mărirea numărului de linii este întotdeauna de dorit. In medie, se poate considera că pentru a deosebi un obiect izolat este necesar ca imaginea acestuia să fie descompusă în cel puţin 4—8 linii.

Frecvenţa liniilor se determină cu formula:

$$f_l=Z\cdot f_c.$$

Alegerea benzii de trecere a canalului de televiziune

Semnalul imaginii de televiziune, obţinut cu ajutorul traductorului fotoelectronic, prezintă un şir de particularităţi caracteristice. In fig. 17-13 este arătată o imagine simplificată, compusă din trei pete contrastante cu diferite luminozităţi B_1, B_2 şi B_3. In cazul explorării de-a lungul liniei S_1—S_2, semnalul de imagine are salturi bruşte in punctele *1—1'*, *2—2'*, *3—3'*, iar în alte momente rămîne constant. Caracterul de trepte şi existenţa salturilor bruşte

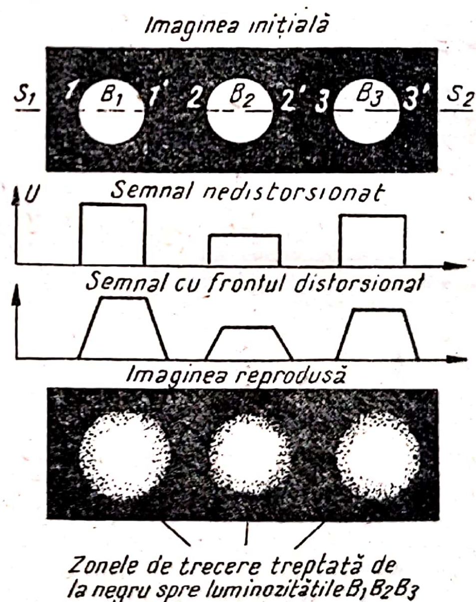


Fig. 17-13. Particularităţile videosemnalului de televiziune.

constituie particularitatea caracteristică a semnalului de imagine. Salturile determină conturul imaginii. Distorsionarea acestora, de exemplu micşorarea pantei salturilor, duce la dispariţia contururilor şi la micşorarea clarităţii imaginii. Distorsionarea vîrfurilor impulsurilor semnalului

duce la o oarecare redistribuire a luminozităţii şi la distorsiuni în transmiterea semitonurilor, care însă sînt mai puţin importante decît cele care produc neclaritatea imaginilor. Pentru ca sistemul de televiziune să reproducă fără distorsiuni atît salturile de semnal, cît şi distribuţia luminozităţilor, se alege în mod corespunzător banda de trecere a canalului de televiziune. Pentru transmiterea unor salturi bruşte, ce caracterizează conturul imaginii, este necesar de asemenea să se tindă spre micşorarea secţiunii transversale a fasciculului electronic în tuburile de emisie şi de recepţie (pentru înlăturarea aşa-numitelor distorsiuni de apertură).

Pentru orice subiect de transmis semnalul de televiziune de formă complexă se poate reprezenta ca un spectru compus dintr-un număr mare de oscilaţii sinusoidale de diferite frecvenţe. La însumarea tuturor acestor oscilaţii se reproduce forma semnalului de televiziune transmis.

Energia semnalului de televiziune se concentrează în componentele spectrului avînd următoarele frecvenţe: 1) frecvenţa de variaţie a luminozităţii medii a subiectului de transmis de la un cadru la altul (de la 0 la 2—3 Hz); 2) frecvenţa cadrelor f_c şi armonicele acesteia 2 f_c, 3 f_c etc.; 3) frecvenţa liniilor f_l şi armonicele acesteia 2 f_l, 3 f_l etc. Intre porţiunile în care se concentrează energia semnalului de televiziune există intervale libere, care practic se folosesc în televiziunea în culori pentru transmiterea informaţiei referitoare la culoare.

Lărgimea spectrului semnalului de televiziune f_s se determină cu formula:

$$\Delta f_s = 0{,}7\frac{k_f \cdot Z^2 \cdot f_c}{2},$$

in care k_f este coeficientul de formă al cadrului, egal cu raportul dintre lărgimea cadrului şi înălţimea acestuia.

Dacă în cazul explorării întreţesute f_c=25 Hz, Z=625 linii şi k_f=4/3, atunci Δf_s=4 MHz. Din acest exemplu se vede că semnalul de televiziune are un spectru de frecvenţe foarte larg.

Pentru transmiterea nedistorsionată a imaginii este necesar să poată fi transmise fără distorsiuni toate componentele spectrului, care intră în compunerea semnalului de televiziune.

Pierderea frecvenţelor joase ale spectrului (inclusiv pierderea componentei medii) duce la transmiterea incorectă a distribuţiei luminozităţilor diferitelor porţiuni ale imaginii. Pierderea frecvenţelor înalte ale spectrului duce la distorsionarea (neclaritatea) conturului obiectelor din imagine, ceea ce îngreunează sau face imposibilă identificarea acestor obiecte.

Pentru asigurarea formei necesare a caracteristicii de frecvenţă a lanţului de emisie a semnalului de televiziune şi înlăturarea distorsiunilor de apertură ale fasciculului electronic în tuburile emiţătoare şi receptoare, de obicei, se folosesc elemente speciale de corecţie (scheme de corecţie).

Semnalul de televiziune nu poate fi transmis nemijlocit prin radio datorită prezenţei în spectrul acestuia a unor frecvenţe foarte joase. De aceea, în emiţător se execută modulaţia frecvenţei purtătoare de către semnalul de televiziune. Semnalul modulat este emis de antena emiţătorului în spaţiu şi apoi captat de antena receptorului de televiziune. După amplificare, semnalul radio se detectează şi se transformă din nou în semnal de televiziune.

In sistemele moderne de televiziune se întrebuinţează modulaţia de amplitudine a frecvenţei purtătoare de către semnalul de televiziune, deoarece modulaţia de frecvenţă, de fază sau prin impulsuri, avînd în vedere spectrul foarte larg de frecvenţe necesar, se realizează cu mari dificultăţi tehnice, necesitînd o aparatură foarte complicată.

In cazul modulaţiei de amplitudine, înfăşurătoarea semnalului modulat repetă ca formă curba semnalului modulator. Spectrul semnalului modulat are două benzi de frecvenţe laterale, care reprezintă un fel de imagine oglindă a spectrului semnalului de televiziune de ambele părţi ale frecvenţei purtătoare f_p. Banda de frecvenţe Δf_{sr}, ocupată de spectrul semnalului radio, este egală cu dublul valorii frecvenţei maxime Δf_{sv} a spectrului videosemnalului:

$$\Delta f_{sr} = 2\Delta f_{sv}.$$

Semnalul de televiziune ocupă o bandă de frecvenţe foarte largă, de aproximativ 6—8 MHz şi chiar mai mult. In scopul micşorării lărgimii benzii ocupate de sistemul de televiziune, se întrebuinţează aşa-numita transmitere cu o singură bandă laterală a semnalului de televiziune. Această metodă constă în faptul că la punctul de emisie este suprimată una dintre benzile laterale de modulaţie cu ajutorul filtrelor. După cum arată calculele şi practica radiotelevizinnii, suprimarea uneia dintre benzile laterale de modulaţie nu duce la distorsionarea imaginii în punctul de recepţie. Banda de trecere a circuitelor de radiofrecvenţă a emiţătorului şi a receptorului, în acest caz, se reduce aproape la jumătate.

Alegerea frecvenţei purtătoare a canalului de televiziune

Pentru redarea nedistorsionată a videosemnalului transmis prin radio este necesar ca frecvenţa maximă a acestuia să fie de 10—15 ori mai mică decît frecvenţa purtătoare a emiţătorului. Aceasta înseamnă că pentru transmiterea semnalului de televiziune, care cuprinde frecvenţe pînă la 5—6 MHz, este necesar ca emiţătorul radio să lucreze pe frecvenţe de cel puţin 50—90 MHz (lungimi de undă metrice 6—3,3 m). Actualmente sînt cunoscute sisteme de televiziune ce lucrează pe lungimi de undă de la 7,5 m pînă la 3 cm.

Distanţa de recepţie în televiziune

Undele ultrascurte pe care se execută emisiile de televiziune, numai într-o măsură foarte mică urmăresc curbura suprafeţei pămîntului şi numai în unele cazuri mai

favorabile se pot reflecta de straturile ionizate superioare ale atmosferei (în ionosferă). O recepţie sigură a emisiilor de televiziune pe undele ultrascurte este posibilă numai la distanţe pînă la 200—300 km. Distanţa practică atinsă în televiziune depinde de puterea emiţătorului, de sensibilitatea receptorului, de înălţimea antenelor de emisie şi de recepţie şi de caracteristicile de directivitate ale antenelor de emisie şi de recepţie.

Una dintre căile posibile pentru mărirea distanţelor de transmisie în televiziune pe UUS este întrebuinţarea aşa-numitelor linii de radiorelee (linii de retranslaţie). O linie de radioreleu se compune din staţia de emisie şi de recepţie de televiziune, între care se instalează un anumit număr de staţii intermediare suplimentare de recepţie-emisie, denumite staţii de retranslaţie. Fiecare staţie de retranslaţie, primind semnalul de televiziune, îl transmite mai departe, pînă cînd semnalul de la ultima staţie intermediară ajunge la staţia de recepţie finală. Cu ajutorul liniilor de radiorelee se pot transmite semnale de televiziune pe UUS la distanţe de cîteva mii de kilometri.

Pentru transmiterea semnalelor de televiziune pe UUS pe distanţe mari se pot întrebuinţa de asemenea liniile de cablu. Totuşi, instalarea cablului şi a dispozitivelor intermediare de amplificare de obicei este mai costisitoare decît instalarea liniilor de radioreleu.

In ultimul timp, în presă au început să apară tot mai des informaţii asupra faptului că mulţi dintre amatorii radio, folosind chiar receptoare obişnuite de televiziune, recepţionează transmisiile de televiziune de la distanţe de cîteva mii de kilometri de centrul de televiziune.

Posibilitatea recepţionării la mare distanţă a transmisiilor de televiziune (la distanţe pînă la 1000—5000 km) se explică prin aceea că, în anumite condiţii, undele ultrascurte se reflectă în ionosferă şi datorită acestui lucru pot ajunge în puncte îndepărtate de recepţie. Condiţiile recepţiei la distanţe mari depind în mare măsură de gradul de activitate solară. Astfel, de exemplu, în lunile de vară cazurile de recepţie la mare distanţă sînt mai dese decît iarna.

Executarea experienţelor pentru recepţionarea la mare distanţă este accesibilă unui cerc larg de amatori radio. Pentru aceasta, înainte de toate este necesar să se acordeze corespunzător televizorul, asigurîndu-se astfel posibilitatea recepţionării staţiilor îndepărtate de televiziune, care diferă prin frecvenţele de lucru. O importanţă esenţială o are mărirea sensibilităţii televizorului şi întrebuinţarea antenelor de recepţie speciale cu caracteristică de directivitate ascuţită (de exemplu antene cadru). Este necesar de asemenea să se aibă în vedere că parametrii principali ai semnalului de televiziune de la centrele îndepărtate (f_c, f_l, Z) pot să se deosebească de valorile adoptate în U.R.S.S. *) ca standard.

*) şi în ţara noastră.

17-7. STANDARDE DE TELEVIZIUNE

Principalele caracteristici tehnice ale staţiilor de televiziune de emisie şi de recepţie sînt consemnate în standarde speciale de televiziune. In tabela 17-1 sînt indicaţi parametrii de bază ai standardelor de televiziune întrebuinţate în diferite ţări.

Pentru toate standardele sînt comuni următorii parametri: 1) imaginea se citeşte de la stînga spre dreapta şi de sus în jos; 2) explorarea întreţesută; 3) raportul dintre laturile cadrului 4/3; 4) tipul de modulaţie al semnalului imaginii — de amplitudine; 5) nivelul de negru nu este funcţie de caracterul imaginii; 6) funcţionarea sistemului nu depinde de frecvenţa reţelei de alimentare.

Standardele arătate în tabela 17-1 se folosesc în următoarele ţări:

Standardul I: Marea Britanie, Irlanda, Noua Zeelandă.

Standardul II: S.U.A., Canada, Mexic, Cuba, Republica Dominicană, Guatemala, Uruguay, Columbia, Brazilia, Filipine, Japonia, Thailanda, Salvador.

Standardul III: Argentina, Venezuela, Brazilia.

Standardul IV (cunoscut sub denumirea Herber, CCIR): Norvegia, Suedia, Danemarca, Olanda, R.F.G., R.D.G., Austria, Italia, Spania, Elveţia, Turcia, Portugalia, Australia, Finlanda, India.

Standardul V (cunoscut sub denumirea OIR): U.R.S.S., Polonia, Cehoslovacia, Ungaria, Romînia, Bulgaria, Albania, Republica Democrată Vietnam, Republica Populară Democrată Coreeană, Republica Populară Chineză, Republica Populară Mongolă.

Standardul VI: Franţa, Africa de Nord, Regiunea Saar, Monaco.

Standardul VII: Belgia.

Standardul VIII: Belgia, Luxemburg.

In tabela 17-2 sînt indicate valorile standard ale frecvenţelor purtătoare pentru imagine şi sunet, pentru 13 canale de televiziune.

Forma semnalului complex de televiziune, adoptată în standardul de televiziune al U.R.S.S., este arătată în fig. 17-14.

Semnalul de televiziune are polaritatea negativă (nivelul de negru se dispune pe axa amplitudinilor mai sus decît nivelul de alb). Explorarea este întreţesută; f_c=25 Hz; f_l=15 625 Hz; Z=625 linii.

Impulsurile de stingere de linii se emit după terminarea transmiterii fiecărei linii. Valoarea acestora este fixată strict la nivelul de 75% din amplitudinea totală a semnalului.

Impulsurile de sincronizare de linii se dispun pe impulsul de stingere de linii, ocupînd 25% din amplitudinea semnalului rămasă neocupată.

Impulsurile de stingere de cadre se emit la terminarea desfăşurării ultimei linii (partea de jos a imaginii). Acestea blochează fasciculul pe timpul cursei inverse (adică la

Tabela 17-1

Parametrii de bază ai standardelor de televiziune

Parametrii	Standarde							
	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII
Numărul nominal de linii	405	525	625	625	625	819	625	819
Banda nominală de videofrecvență, MHz	3	4	4	5	6	10,4	5	5
Lărgimea canalului radio, MHz	5	6	7	7	8	14	7	7
Decalajul dintre frecvența purtătoare a sunetului față de frecvența purtătoare a imaginii, MHz	−3,5	+4,5	+4,5	+5,5	+6,5	−11,15	+5,5	+5,5
Decalajul dintre frecvența purtătoare a sunetului și limita superioară a canalului, MHz	+0,25	−0,25	—	−0,25	−0,25	+0,1	−0,25	−0,25
Frecvența liniilor, Hz	10 125	15 750	15 625	15 625	15 625	20 475	15 625	15 625
Frecvența semicadrelor, Hz	50	60	50	50	50	50	50	50
Frecvența cadrelor, Hz	25	30	25	25	25	25	25	25
Polarizația modulației semnalului de imagine	Pozitivă	Pozitivă	Negativă	Negativă	Negativă	Pozitivă	Pozitivă	Pozitivă
Nivelul impulsurilor de stingere față de amplitudinea semnalului de înaltă frecvență, %	30	75	75	75	75	25	25	25
Tipul de modulație al sunetului și deviația, kHz	MA	MF±25	MF±25	MF±50	MF±50	MA	MA	MA
Accentuare, μs	—	75	75	50	50	—	50	50

deplasarea din partea de jos a ecranului în sus) și servesc ca suport pentru impulsurile de sincronizare de cadre, ridicîndu-le deasupra nivelului semnalului în domeniul „mai negru decît negru".

Pentru obținerea unei desfășurări întrețesute stabile pe impulsul de stingere de cadru, în afară de impulsurile de sincronizare, se dispun de asemenea așa-numitele impulsuri de egalizare.

Avînd în vedere întrebuințarea explorării întrețesute, cursa inversă a baleiajului de cadre trebuie să aibă loc de două ori în timpul transmiterii unui cadru complet (întîi după transmiterea liniilor impare, iar apoi a liniilor pare). Prima dată fasciculul execută cursa inversă (de jos în sus) după transmiterea unei linii întregi, iar apoi, după transmiterea unei jumătăți de linie. O astfel de succesiune este asigurată de două impulsuri de semicadru, care se deosebesc unul de celălalt prin decalajul diferit în timp față de transmiterea primului impuls de sincronizare de linie. Pentru primul impuls de semicadru, acest timp corespunde explorării unei linii, iar pentru al doilea, explorării unei jumă-

Frecvențele canalelor de televiziune *Tabela 17-2*

Canalul	Standard I		Standard IV		Standard V		Standard VI	
	Frecvența purtătoare							
	Imagine	Sunet	Imagine	Sunet	Imagine	Sunet	Imagine	Sunet
1	45,00	41,50	41,25	46,75	49,75	56,25	52,40	41,25
2	51,75	48,25	48,25	53,75	59,25	65,75	63,30	56,15
3	56,75	53,25	55,25	60,75	77,25	83,75	65,55	54,40
4	61,75	58,25	62,25	67,75	85,25	91,75	175,15	164,00
5	66,75	63,25	175,25	180,25	93,25	99,75	173,40	162,25
6	179,75	176,25	182,25	187,25	175,25	181,75	188,30	177,15
7	184,75	181,25	189,25	194,75	183,25	189,75	186,55	175,40
8	189,75	186,25	196,25	201,75	191,25	197,75	201,45	190,30
9	194,75	191,25	203,25	208,75	199,25	205,75	199,70	188,55
10	199,75	196,25	210,25	215,75	207,25	213,75	214,60	203,45
11	204,75	201,25	217,25	222,75	215,25	221,75	212,85	201,70
12	209,75	206,25	—	—	223,25	229,75	—	—
13	214,75	211,25	—	—	—	—	—	—

Observație. Cîteva centre de televiziune din țările Europei Occidentale folosesc frecvențe deosebite de cele indicate în tabelă: Leipzig 59,25—64,75; Dresda 145,25—150,75; Viena 49,75—55,25; Torino 82,25—87,75; Paris, Lille 185,25—174,10.

tăți de linie. Corespunzător cu aceasta vor fi decalate cu cîte o jumătate de linie și toate celelalte impulsuri de sincronizare, care sînt dispuse pe al doilea impuls de blocare de semicadru. În acest mod se obține o explorare întrețesută stabilă, se asigură transmiterea neîntreruptă a impul-

Durata transmiterii impulsurilor este fixată prin standard. Durata transmiterii unei linii (notată cu litera H) este de 64 μs. Respectiv, durata transmiterii impulsului de blocare de linii este de 10—11 μs, a impulsului de sincronizare de linie 4,4—5,1 μs, a impulsului de stingere de

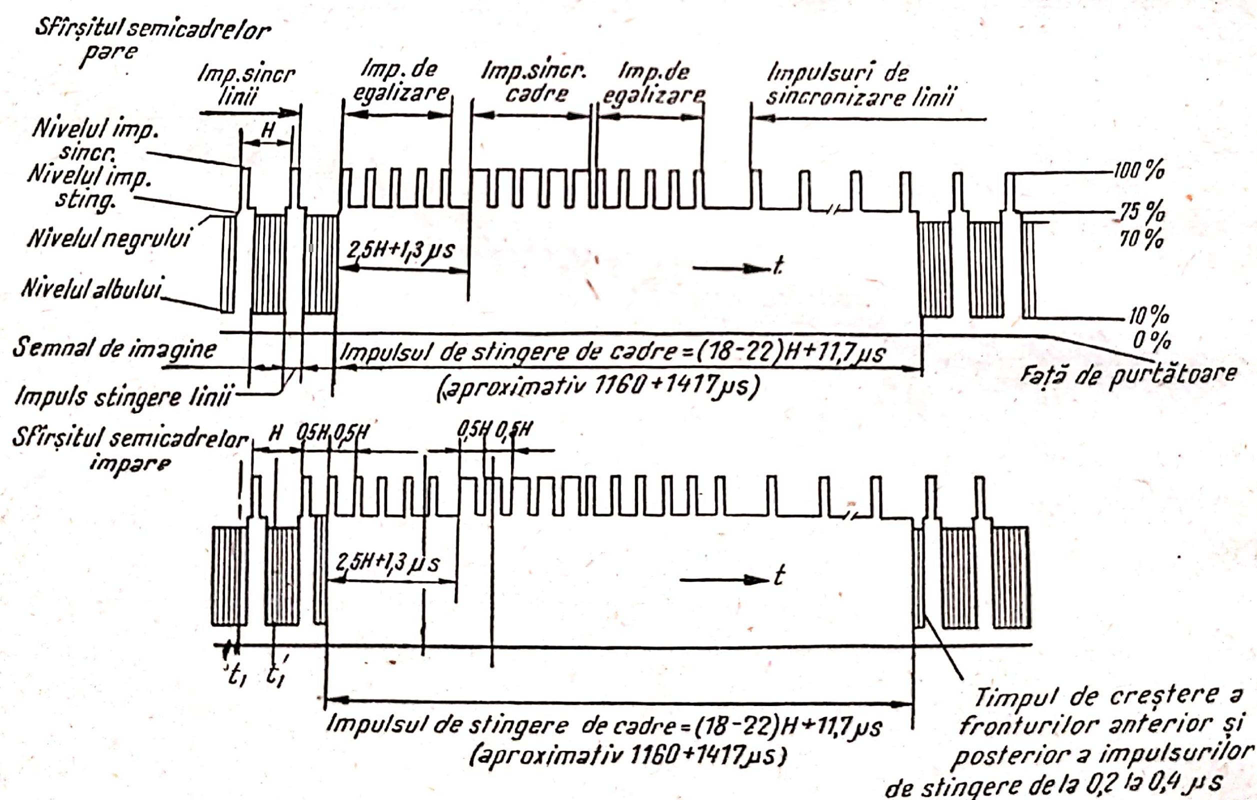


Fig. 17-14. Forma semnalului de televiziune în cazul explorării întrețesute.

surilor de sincronizare de linii în timpul transmiterii semnalului de stingere de cadre și se separă cu ușurință semnalele de sincronizare din semnalul complex de televiziune.

cadre 1500—1600 μs, a impulsului de sincronizare de cadre 192 μs și, în sfîrșit, a impulsurilor de egalizare 2,56 μs.

17-8. CARACTERISTICI IMPUSE RECEPTOARELOR DE TELEVIZIUNE

Parametrul	Clasa 1	Clasa 2	Clasa 3
Tipul tubului	53ЛК	43ЛК	35ЛК
Dimensiunea imaginii (minimum), mm	470×360	360×270	280×210
Sensibilitatea pe canalul de imagine (minimum), μV	50	100	275
Sensibilitatea pe canalul de sunet	Nu mai mică decît pe canalul de imagine		
Unghiul de deviere a fasciculului pentru cinescoapele de observare directă, grade	110	110	70
Tipul intrării (rezistența) Ω	75	75	75
Selectivitatea față de frecvența purtătoare a imaginii, pe frecvențele 1,5 MHz și mai joase, dB	40	30	20
Idem, + 8 MHz și mai înalte, dB	30	30	25
Atenuarea frecvenței intermediare în punctul 32 MHz, dB	40	40	40
Atenuarea în punctul + 6,5 MHz față de purtătoarea de imagine	Nu trebuie să existe influență între canalul de sunet și canalul de imagine		
Reglarea automată a amplificării trebuie să mențină tensiunea de ieșire în limitele ±3 dB în cazul variației tensiunii de intrare cu un număr de ori de	1000	500	10
Reglarea automată a luminozității	Obligatorie	Nu este obligatorie	

Parametrul	Clasa 1	Clasa 2	Clasa 3
Tipul tubului	53ЛК	43ЛК	35ЛК
Nivelul cîmpului parazitar creat de oscilatorul local al receptorului, μV/m	150	150	150
Strălucirea maximă (minimum), nit	40	40	40
Definiția pe orizontală	500	450	350
Idem, pe verticală	550	500	450
Distorsiuni neliniare ale baleiajului pe orizontală (maximum), în %	8	10	15
Idem, pe verticală (maximum), în %	6	7	12
Stabilitatea sistemului de sincronizare la variația tensiunii rețelei de alimentare (față de cea nominală), în %	+10...−20	+10...−20	±10
Sincronizarea cu inerție	Obligatorie		Nu este obligatorie
Stabilitatea sincronizării în cazul variației semnalului video (față de cea nominală), în %	±70	±70	±50
Deplasarea punctului de zero al caracteristicii detectorului de frecvență, kHz	10	10	20
Comanda de la distanță a volumului și luminozității	Obligatorie	Nu este obligatorie	
Stabilizarea dimensiunilor imaginii în cazul autoîncălzirii și variației tensiunii rețelei	Obligatorie	Nu este obligatorie	

17-9. PĂRȚILE COMPONENTE ALE RECEPTORULUI DE TELEVIZIUNE

Partea de înaltă frecvență

Partea de înaltă frecvență a receptorului de televiziune poate fi construită după schema receptorului cu amplificare directă sau după schema receptorului superheterodină. Schema cu amplificare directă se întrebuința uneori în televizoarele destinate pentru recepția unui număr de

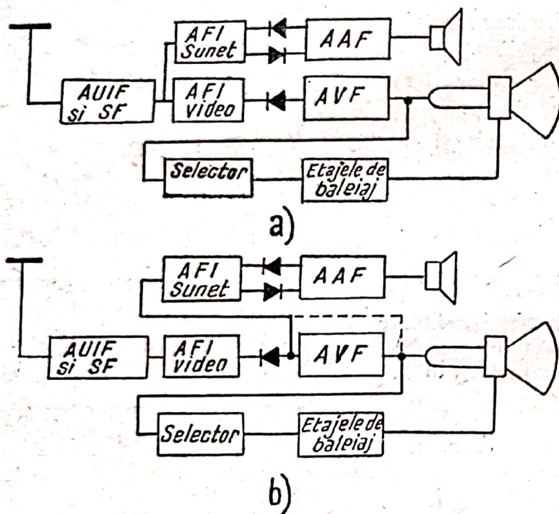


Fig. 17-15. Scheme de principiu ale receptoarelor de televiziune.

1—3 canale de televiziune (de exemplu în televizorul KBH-49). Televizoarele moderne cu multe programe se construiesc numai după schema receptorului superheterodină. Lanțul de recepție se compune de obicei dintr-un amplificator de înaltă frecvență (cu un etaj), un etaj schimbător de frecvență (etaj de amestec împreună cu oscilatorul local), un amplificator de frecvență intermediară (cu 2—4 etaje), un detector cu diodă (diodă obișnuită sau de germaniu) și un videoamplificator (cu 1 sau 2 etaje).

In cazul în care cu frecvența oscilatorului local se amestecă două frecvențe purtătoare (imagine și sunet), la ieșirea schimbătorului de frecvență se obțin semnale cu două frecvențe intermediare diferite. Dacă frecvența heterodinei este mai mare decît ambele frecvențe purtătoare, atunci frecvența intermediară a canalului de imagine se obține mai mare decît frecvența intermediară a canalului de sunet. In U.R.S.S. sînt normalizate următoarele frecvențe intermediare: pentru canalul de imagine — 34,25 MHz și pentru canalul de sunet — 27,75 MHz.

Semnalul de frecvență intermediară a canalului de sunet se culege fie după schimbător și se amplifică într-un amplificator separat cu detector de frecvență și cu AJF la ieșire (fig. 17-15, *a*), fie trece pe canalul comun împreună cu semnalul de frecvență intermediară al canalului de imagine și după o a doua schimbare de frecvență se aplică la AFI sunet (fig. 17.15, *b*).

Funcționarea acestei ultime variante se bazează pe principiul interheterodinării. Aici a doua schimbare a frecvenței semnalului se execută în detectorul video cu diodă. In acest caz se obține pentru canalul de sunet un semnal cu a doua frecvență intermediară care este egală cu diferența dintre frecvențele purtătoare de imagine și sunet și nu depinde de acordul oscilatorului local al receptorului. Pentru standardul sovietic această frecvență este de 6,5 MHz, fiind stabilită cu precizie. Cîteodată pentru a doua conversiune se întrebuințează un detector separat.

Avantajele schemei cu frecvență de interheterodinare constau în următoarele: 1) se micșorează numărul de tuburi electronice în lanțul AFI de sunet; 2) calitatea sunetului nu depinde de acordul oscilatorului local, care în acest caz influențează numai semnalul de imagine. Deoarece în detector are loc amestecul a două semnale, dintre care unul cu modulație de frecvență (canalul de sunet) iar celălalt cu modulație de amplitudine (canalul de imagine), semnalul obținut prin interheterodinare, în afară de modulația de frecvență utilă, mai are și o modulație parazită de amplitudine, care se înlătură cu ajutorul unui amplificator ce funcționează în regim de limitare și a unui detector de frecvență echilibrat, simetric.

Pentru o eliminare bună a modulației de amplitudine este necesar un anumit raport optim între amplitudinile semnalelor ce se aplică la detector, de unde se obține semnalul cu frecvența diferență (de interheterodinare). Acest raport se alege de obicei în limitele 0,1—0,03.

Pentru ca semnalul modulat în frecvență al canalului de sunet să nu producă interferențe în canalul de imagine este necesar să se calculeze astfel etajele AFI, încît pe panta caracteristicii să nu aibă loc demodulația semnalului de sunet. Pentru aceasta este necesar ca în caracteristica de frecvență a AFI să se asigure un platou orizontal în locul in care este dispusă prima frecvență intermediară a sunetului, după cum este indicat în fig. 17-16. Pentru ca semnalul de frecvență 6,5 MHz să nu influențeze imaginea sub forma unor pete mici pe ecran caracteristica de frecvență a videoamplificatorului trebuie să fie limitată de frecvența 5...5,5 MHz. Cîteodată pentru aceasta între amplificatorul video și cinescop se conectează un circuit oscilant derivație, acordat pe frecvența 6,5 MHz.

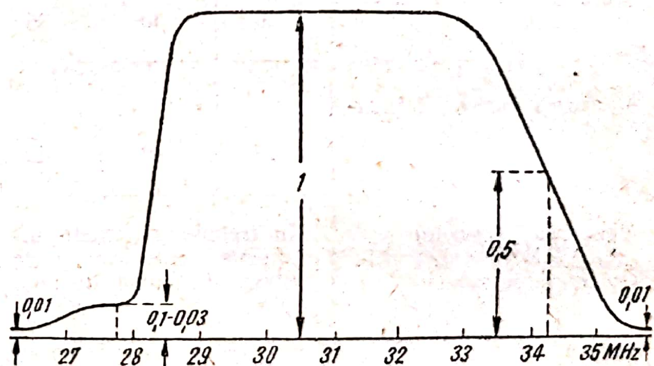


Fig. 17-16. Caracteristica de frecvență a amplificatorului de frecvență intermediară.

Amplificatorul de înaltă frecvență și schimbătorul de frecvență (mixerul) cu circuitele oscilante de comutare, de obicei, se construiesc sub forma unui bloc separat de înaltă frecvență. In receptoarele de diferite tipuri se prevede comutarea pe 5 sau 12 canale.

Pentru amplificarea înaltei frecvențe, cu un raport semnal/zgomot cît mai bun, de obicei se folosește așa-numita schemă cascod cu dublă triodă de înaltă frecvență, cu panta caracteristicii mare (fig. 17-17).

În această schemă se folosesc de obicei tuburile electronice 6Н3П și 6Н14П.

În fig. 17-18 se arată schema completă a blocului de înaltă frecvență unificat pentru 12 canale PTK. Parametrii de bază ai acestui bloc sînt: numărul canalelor de televiziune — 12; coeficientul de amplificare ⩾30; intrarea prin

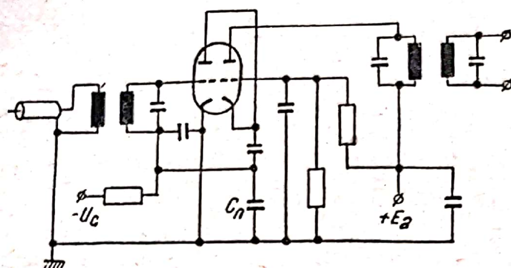


Fig. 17-17. Schema cascod a amplificatorului de înaltă frecvență:
C_n — condensator de neutrodinare.

cablu coaxial de 75 Ω; ieșirea este calculată pentru conectarea la un etaj avînd rezistența de intrare de 4,7 kΩ și capacitatea de intrare de 10 pF; tensiunea de alimentare — 6,3 V și 250 V; tensiunea proprie de zgomot la intrare,

Blocul PTK este prevăzut cu un comutator sub formă de tambur, pe care sînt dispuse sectoare cu bobine confecționate pe carcase cu diametrul de 5 mm. Bobinele circuitelor oscilante de intrare și ale circuitelor oscilante ale oscilatorului se acordează cu ajutorul unor miezuri din alamă, iar bobinele circuitului oscilant din anodul tubului AIF — prin deplasarea spirelor pe carcasă.

Amplificatorul de frecvență intermediară al canalului de imagine

Amplificatorul de frecvență intermediară trebuie să aibă un coeficient mare de amplificare și o selectivitate bună față de canalul adiacent. Este necesar de asemenea să se asigure selectivitatea față de semnalul modulat în frecvență pe frecvența intermediară a canalului de sunet și să se obțină un raport optim între amplitudinile semnalelor de frecvență intermediară pe detector. Banda de trecere a frecvențelor este determinată de lărgimea spectrului semnalului de televiziune. Caracteristica de frecvență a lanțului AFI, în cazul optim, are aspectul arătat în fig. 17-16.

Coeficientul de amplificare al AFI se alege în funcție de sensibilitatea intrării amplificatorului video și în funcție

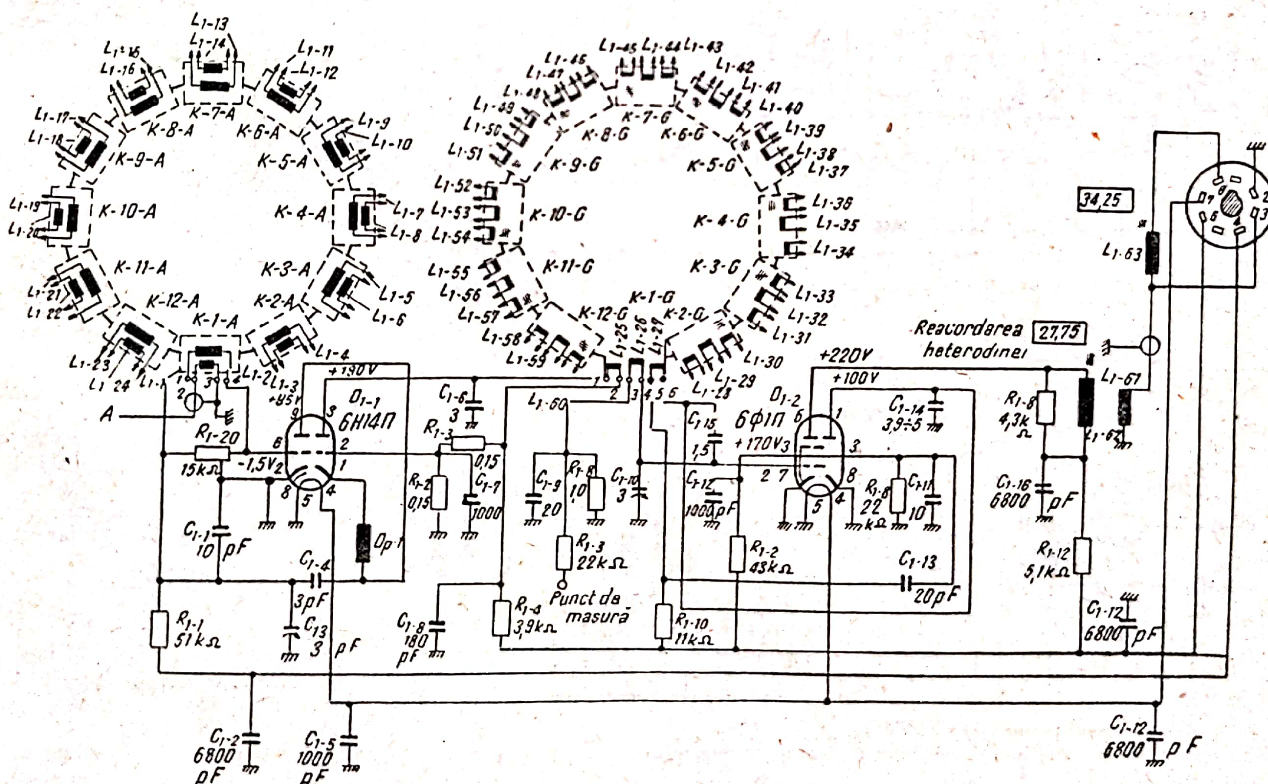


Fig. 17-18. Schema blocului PTK.

cel mult 6 μV; stabilitatea frecvenței oscilatorului, în cazul autoîncălzirii, cel puțin 250 kHz; caracteristica de frecvență liniară în limitele de la purtătoarea imaginii pînă la purtătoarea de sunet (deviație de cel mult ±30%).

de sensibilitatea generală, necesară pentru funcționarea în bune condiții a televizorului. Pentru a realiza sensibilitatea maximă pe care o poate asigura blocul de înaltă frecvență cu amplificatorul cascod cu tub electronic de tipul 6Н14П,

În această schemă se folosesc de obicei tuburile electronice 6H3П și 6H14П.

În fig. 17-18 se arată schema completă a blocului de înaltă frecvență unificat pentru 12 canale PTK. Parametrii de bază ai acestui bloc sînt: numărul canalelor de televiziune — 12; coeficientul de amplificare ⩾30; intrarea prin

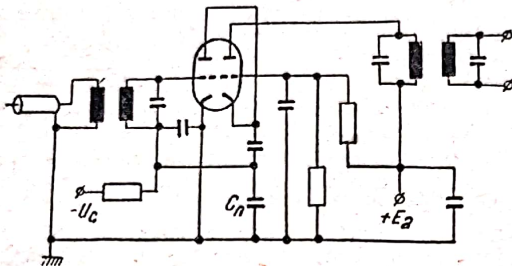


Fig. 17-17. Schema cascod a amplificatorului de înaltă frecvență:
C_n – condensator de neutrodinare.

cablu coaxial de 75 Ω; ieșirea este calculată pentru conectarea la un etaj avînd rezistența de intrare de 4,7 kΩ și capacitatea de intrare de 10 pF; tensiunea de alimentare — 6,3 V și 250 V; tensiunea proprie de zgomot la intrare, cel mult 6 μV; stabilitatea frecvenței oscilatorului, în cazul autoîncălzirii, cel puțin 250 kHz; caracteristica de frecvență liniară în limitele de la purtătoarea imaginii pînă la purtătoarea de sunet (deviație de cel mult ±30%).

Blocul PTK este prevăzut cu un comutator sub formă de tambur, pe care sînt dispuse sectoare cu bobine confecționate pe carcase cu diametrul de 5 mm. Bobinele circuitelor oscilante de intrare și ale circuitelor oscilante ale oscilatorului se acordează cu ajutorul unor miezuri din alamă, iar bobinele circuitului oscilant din anodul tubului AIF — prin deplasarea spirelor pe carcasă.

Amplificatorul de frecvență intermediară al canalului de imagine

Amplificatorul de frecvență intermediară trebuie să aibă un coeficient mare de amplificare și o selectivitate bună față de canalul adiacent. Este necesar de asemenea să se asigure selectivitatea față de semnalul modulat în frecvență pe frecvența intermediară a canalului de sunet și să se obțină un raport optim între amplitudinile semnalelor de frecvență intermediară pe detector. Banda de trecere a frecvențelor este determinată de lărgimea spectrului semnalului de televiziune. Caracteristica de frecvență a lanțului AFI, în cazul optim, are aspectul arătat în fig. 17-16.

Coeficientul de amplificare al AFI se alege în funcție de sensibilitatea intrării amplificatorului video și în funcție de sensibilitatea generală, necesară pentru funcționarea în bune condiții a televizorului. Pentru a realiza sensibilitatea maximă pe care o poate asigura blocul de înaltă frecvență cu amplificatorul cascod cu tub electronic de tipul 6H14П,

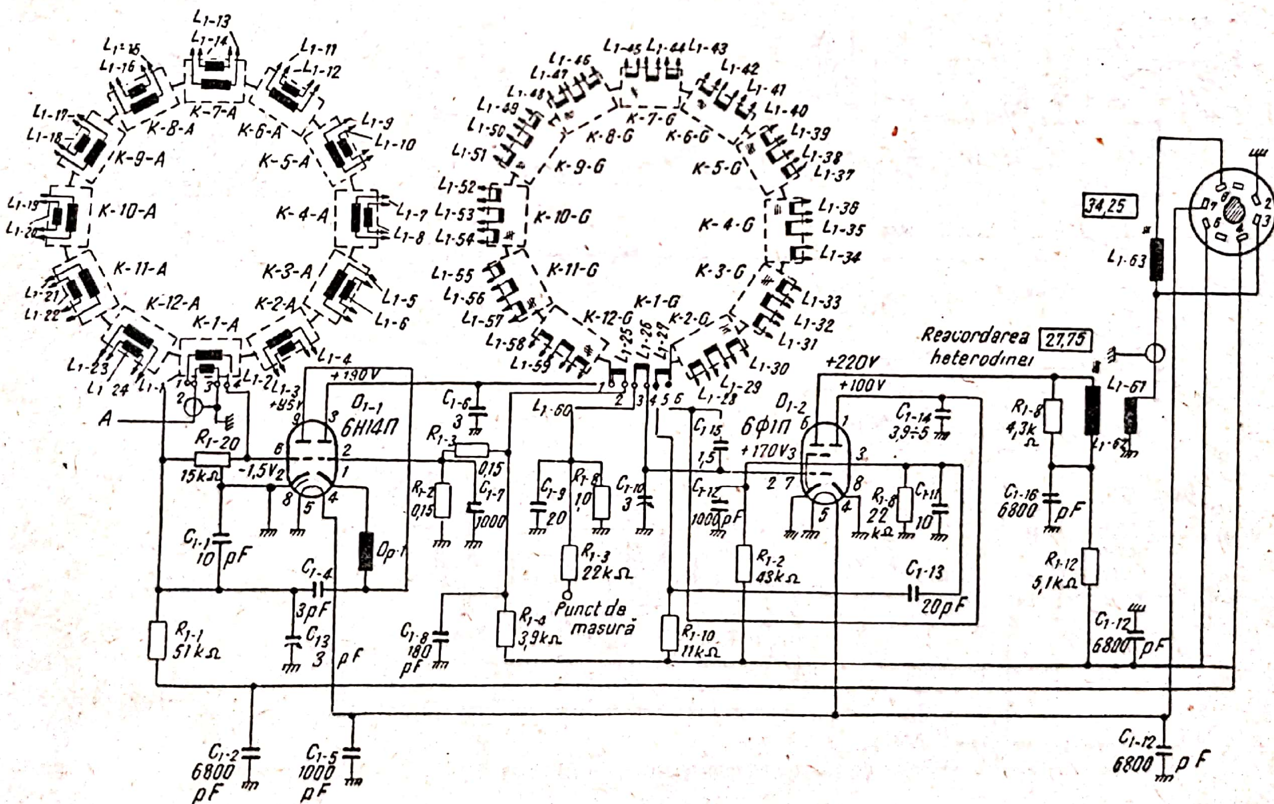


Fig. 17-18. Schema blocului PTK.

în cazul unui raport semnal/zgomot egal cu 20 dB, coeficientul de amplificare se poate determina cu formula

$$K=\frac{M10^6}{10U_{zg}nK_l},$$

în care: M este sensibilitatea amplificatorului video, în V;
U_{zg} — tensiunea de zgomot la intrare, μV (pentru blocul PTK $U_{zg}\leqslant 6$);
K_l — coeficientul de amplificare al blocului de înaltă frecvență (pentru blocul PTK $K_l\geqslant 30$);
n — coeficientul de transfer al detectorului video (pentru detectorul cu diodă de germaniu $n\approx 0{,}2$).

În cazul amplificatorului video cu un singur etaj, coeficientul necesar de amplificare al AFI este de 4000—5000.

Calitățile impuse caracteristicii de frecvență a etajului AFI sînt: o bandă de trecere largă, frontul anterior abrupt înspre partea purtătoarei de sunet cu o treaptă pe frecvența 27,75 MHz și frontul posterior lin înspre partea purtătoarei de imagine; atenuarea puternică a frecvențelor apropiate de frecvențele canalelor de televiziune învecinate.

AFI se poate realiza cu circuite decalat acordate, cu întrebuințarea circuitelor rejectoare acordate pe frecvențele ce trebuie atenuate. Se pot de asemenea construi AFI cu filtre de bandă de tip punte sau în formă de T. În televizoarele moderne se întrebuințează scheme cu circuite oscilante simple (fig. 17-19) și diferite variante ale schemelor cu filtre în T, montate în unul sau în mai multe etaje.

Avantajul schemelor cu filtre în T constă în simplitatea acordului și o bună selectivitate.

În afară de aceasta, în schemele de acest tip se poate executa cu ușurință reglarea poziției frecvenței purtătoare a imaginii pe axa frecvențelor, prin variația acordului unuia dintre circuitele în T, ale filtrului.

În fig. 17-20 este reprezentată schema unui amplificator cu 4 etaje, care are caracteristica de frecvență foarte apropiată de cea din fig. 17-16.

În schemă este prevăzută reglarea clarității cu ajutorul diodei D, care este comandată prin curent continuu; sînt indicate frecvențele pe care se acordează fiecare circuit oscilant.

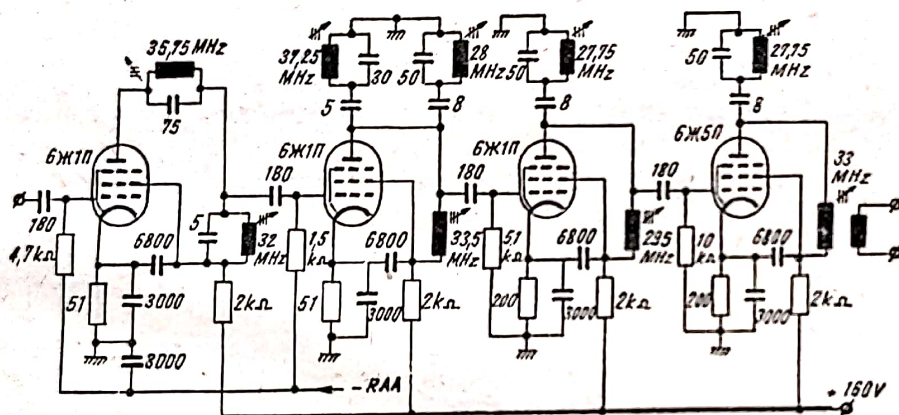


Fig. 17-19. Schema amplificatorului de frecvență intermediară cu circuite decalat acordate.

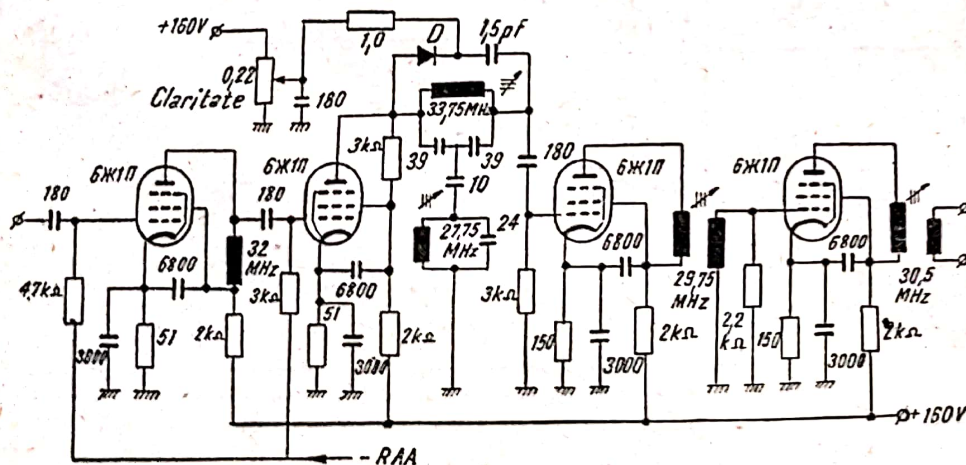


Fig. 17-20. Schema amplificatorului de frecvență intermediară cu filtru în T.

Calculul AFI

Coeficientul de amplificare al etajului AFI cu un singur circuit oscilant poate fi calculat aproximativ conform formulei:

$$K_1=\frac{S}{2\pi C\Delta f_{0,7}},$$

în care:
K_1 este coeficientul de amplificare al etajului cu un singur circuit, avînd bandă de trecere egală cu banda întregului lanț AFI;
S — panta statică a caracteristicii tubului amplificator;
C — capacitatea circuitului oscilant al amplificatorului, care include capacitatea distribuită a montajului, capacitățile dintre electrozi și dintre spire;
$\Delta f_{0,7}$ — banda de trecere a întregului lanț AFI, calculată la nivelul 0,7.

Numărul necesar de etaje AFI se determină cu ajutorul expresiei:

$$N=\frac{\log(Kp)}{\log(K_1)},$$

în care:
K este coeficientul de amplificare necesar pentru lanțul AFI;
p — un coeficient ce depinde de numărul etajelor AFI;

în cazul

N	1	2	3	4	5	6
p	1	2,5	7,7	30	130	550

Deoarece p depinde de valoarea lui N, calculul acestuia din urmă, cu ajutorul expresiei arătate mai înainte, se poate face prin încercări.

Dacă în amplificatorul constituit dintr-un număr de etaje calculate în acest fel circuitele oscilante vor avea banda mai îngustă, iar banda întregului AFI se va asigura

prin dezacordarea relativă a circuitelor oscilante, atunci amplificatorul va asigura o amplificare mai mare decît cea necesară.

Detectorul semnalului video și amplificatorul video

Pentru detectarea semnalului de frecvență intermediară și obținerea semnalului video în receptoarele de televiziune se folosesc de obicei detectoare cu diode, mai des diode semiconductoare.

Avînd în vedere faptul că condensatorul cuplat în paralel cu sarcina detectorului (pentru neutralizarea componentei de înaltă frecvență la ieșire) împreună cu capacitatea de intrare a tubului amplificator video atenuează frecvențele înalte ale semnalului video, rezistența de sarcină a detectorului se alege de obicei destul de mică. In schemele practice se întrebuințează o rezistență de sarcină de 3—4 kΩ. In acest caz, rezistența de intrare a detectorului video, care șuntează ultimul circuit oscilant al AFI (avînd în vedere pierderile în dioda de germaniu), este de circa 1—1,5 kΩ. Pentru compensarea parțială a capacității de intrare a amplificatorului video și pentru corecția caracteristicii de frecvență în circuitul detectorului video se introduc de obicei bobine de șoc de corecție. Schema de principiu este arătată în fig. 17-21, *a*. Cîteodată se întrebuințează o schemă de corecție mai complexă (cu mai multe bobine de șoc), ca, de exemplu, cea indicată în figura 17-21, *b*. In această schemă este posibil să se aleagă o rezistență de sarcină mai mare pentru detectorul video și să se mărească în mod corespunzător amplificarea ultimului etaj al AFI.

Amplificatorul video este destinat să mărească nivelul semnalului video obținut după detector, pînă la amplitudinea necesară pentru modularea fasciculului electronic al cinescopului. Pentru amplificatorul video sînt cerințe severe în ceea ce privește uniformitatea caracteristicii de frecvență. Banda frecvențelor amplificate trebuie să cuprindă gama între 50 Hz pînă la 5—6 MHz, cu o neuniformitate în amplificare de cel mult 3 dB.

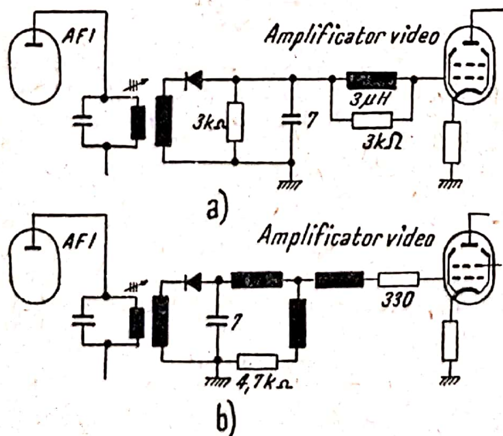


Fig. 17-21. Scheme detectoare video.

In amplificatorul video cu două etaje (fig. 17-22), din cauza condensatorului de separare C_s, componenta continuă nu ajunge la intrarea etajului al doilea. Aceasta face ca luminozitatea medie a imaginii să rămînă constantă pe ecranul televizorului, în cazul variației gradului de luminare a subiectului transmis. Pentru a evita acest lucru în amplificatoarele cu două etaje se restabilește componenta continuă cu ajutorul diodei *D*, care se conectează în paralel cu intrarea etajului al doilea. In cazul variației amplitudinii semnalului video, tensiunea componentei continue, care se aplică pe diodă, este proporțională cu gradul de iluminare medie a subiectului transmis.

Mai des întîlnită este schema amplificatorului video cu un singur etaj, fără „înlăturarea" componentei continue (fig. 17-23). Un astfel de amplificator video este supus în mai mică măsură influenței efectului de microfonie provocat

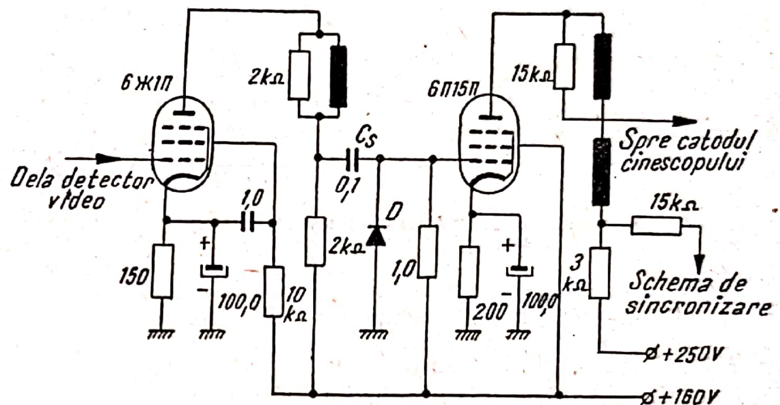


Fig. 17-22. Schema amplificatorului video cu două etaje.

de vibrația electrozilor tuburilor electronice sub influența undei sonore a difuzoarelor.

In cazul amplificatorului video cu un singur etaj, detectorul lucrează cu tensiuni mari și are caracteristica de amplitudine mai bună.

Pentru asigurarea unei benzi largi de trecere a frecvențelor reproduse, în amplificatorul video se întrebuințează tuburi electronice cu pantă mare, care lucrează cu valori mici ale rezistențelor de sarcină. In afară de aceasta, tuburile destinate pentru amplificatoarele video trebuie să aibă o capacitate mică de ieșire. Deseori se întrebuințează tuburile 6П9 și 6П15П.

La construcția amplificatoarelor video se iau măsuri speciale pentru micșorarea capacităților circuitelor de intrare și de ieșire.

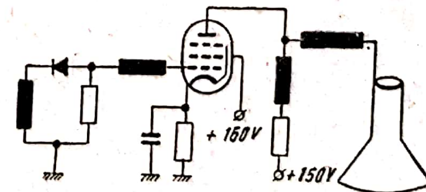


Fig. 17-23. Schema amplificatorului video cu un etaj.

Pentru îmbunătățirea caracteristicii de frecvență a amplificatorului video, în domeniul frecvențelor mijlocii și înalte, în circuitul de ieșire se montează bobine de corecție, care împreună cu capacitatea de ieșire a tubului și cu capacitatea de intrare a cinescopului formează circuite oscilante complexe, acordate pe frecvențele medii și înalte ale spectrului semnalului video. Surplusul de amplificare în domeniul

frecvențelor joase se corectează cu ușurință cu ajutorul unei reacții negative, dependentă de frecvență. In fig. 17-24 este indicată caracteristica de frecvență a amplificatorului video a cărui schemă este dată în figura 17-22.

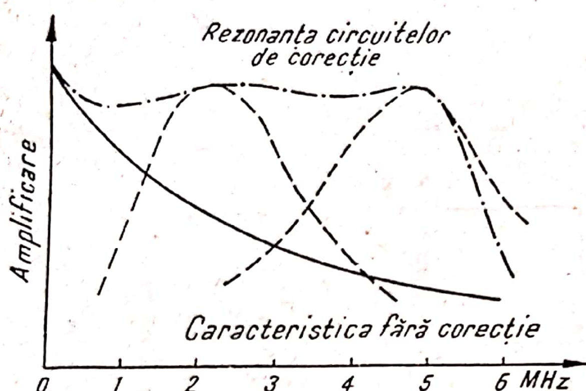


Fig. 17-24. Formarea caracteristicii de frecvență a amplificatorului video.

Uneori, în etajul amplificator video se prevede reglarea amplificării (reglarea contrastului imaginii). Cele mai simple scheme pentru reglarea contrastului sînt arătate în fig. 17-25. Contrastul se reglează prin variația reacției negative; în schema din fig. 17-25, *a*, datorită variației negativării grilei (deci a curentului anodic al tubului), se reglează în același timp și luminozitatea imaginii. In acest caz este necesar să se folosească un tub cu o caracteristică cît mai liniară. In schema din fig. 17-25, *b*, la reglarea amplificării, regimul tuburilor nu variază.

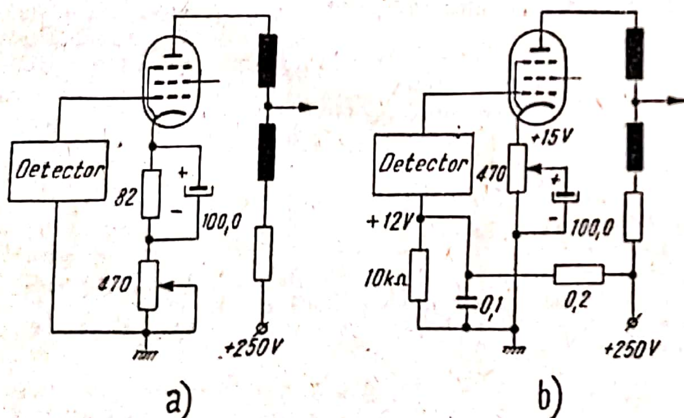


Fig. 17-25. Schema reglării contrastului în amplificatorul video.

Calculul amplificatorului video cu un singur etaj cu schemă simplă de corecție

Prin calcul se determină: rezistența de sarcină a etajului, inductanța necesară pentru corecție, elementele filtrului, coeficientul de amplificare al etajului.

Pentru amplificatorul fără corecție rezistența de sarcină a etajului se determină cu ajutorul expresiei:

$$R_{sn}=\frac{1000}{2\pi Cf_s}$$

în care: R_{sn} este rezistența de sarcină, kΩ;

C — capacitatea totală de ieșire a etajului, care include capacitatea C_{ac} a tubului, capacitatea montajului și capacitatea de intrare (C_{gc}) a etajului următor, pF;

f_s — frecvența superioară a spectrului semnalului amplificat, MHz.

Rezistența de sarcină a amplificatorului cu corecție se determină cu ajutorul expresiei:

$$R_{sc}=BR_{sn}=\frac{B\cdot 1000}{2\pi Cf_s},$$

unde B este coeficientul care arată de cîte ori poate fi mărită sarcina etajului în cazul corecției amplificatorului, păstrîndu-se banda de trecere a frecvențelor de la amplificatorul fără corecție.

Coeficientul B este determinat de factorul de calitate al circuitului oscilant, format în circuitul anodic al tubului amplificator, din capacitatea distribuită și inductanța bobinei de șoc de corecție.

Din condiția obținerii distorsiunilor minime de frecvență și fază pentru semnalul amplificat, factorul de calitate al circuitului oscilant Q se alege egal cu 0,6; în acest caz coeficientul B=1,66. Considerînd frecvența cea mai mare a spectrului semnalelor amplificate f_s=5 MHz, pentru determinarea rezistenței de sarcină (în kiloohmi) la amplificatorul cu corecție se poate folosi următoarea expresie simplă:

$$R_{sc}=\frac{52}{C},$$

unde C este capacitatea, pF.

Inductanța (în microhenri) bobinei de corecție este:

$$L=\frac{1000}{C}.$$

Rezistența filtrului R_f se determină considerînd scăderea admisă a tensiunii ΔU_{a0} a sursei de alimentare anodică:

$$R_f=\frac{\Delta U_{a0}}{I_{a0}},$$

unde I_{a0} este componenta continuă a curentului anodic al tubului amplificator (aproximativ cunoscută), în mA.

Rezistența filtrului poate fi mai mare decît rezistența de sarcină de 3—5 ori. Capacitatea filtrului (în microfarazi), pentru limita inferioară a benzii de trecere de 50 Hz, se determină cu ajutorul expresiei:

$$C_f=\frac{3,2}{R_f}.$$

Coeficientul de amplificare al amplificatorului video cu corecție cu un singur etaj este:

$$K=SR_{sc},$$

unde S este panta caracteristicii tubului, în mA/V.

Reglarea automată a amplificării și luminozității

Pentru a menține contrastul imaginii la același nivel (indiferent de variația amplitudinii semnalului la intrarea televizorului), în receptoarele moderne de televiziune se in-

trebuințează reglarea automată a amplificării (RAA), la fel ca în receptoarele de radiodifuziune. Reglarea automată a amplificării se realizează prin aplicarea unei tensiuni negative de comandă pe grilele tuburilor AFI și AIF.

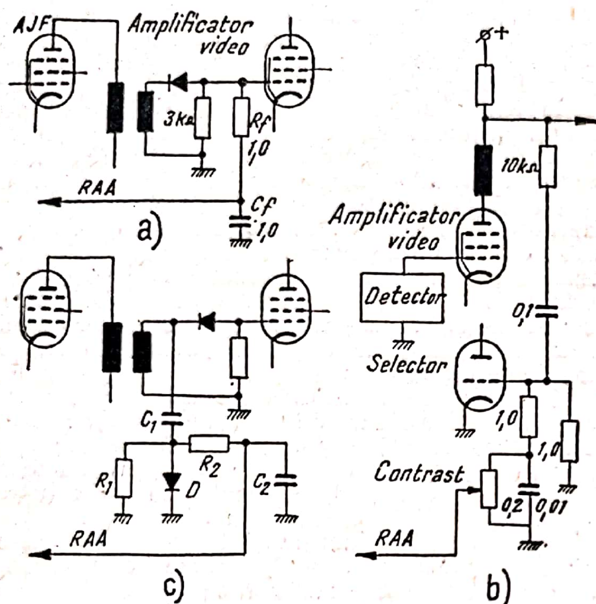


Fig. 17-26. Scheme RAA.

Pentru obținerea acestei tensiuni de comandă se întrebuințează diferite scheme, dintre care cele mai uzuale sînt indicate în fig. 17-26.

In schema din fig. 17-26, *a*, tensiunea de comandă RAA se ia direct de pe sarcina detectorului video.

Semnalul video este filtrat cu ajutorul circuitului R_fC_f. Această schemă este foarte simplă, însă prezintă un mare dezavantaj, care constă în faptul că componenta medie continuă a semnalului pe detectorul video (care se folosește în calitate de tensiune de comandă RAA) depinde de gradul de modulație. Deci contrastul imaginii depinde de conținutul acesteia. Același defect îl prezintă și schema din fig. 17-26, *b*, în care ca tensiune de comandă se folosește tensiunea obținută pe grila tubului selector de amplitudine (separatorul impulsurilor de sincronizare).

O schemă mai perfecționată din acest punct de vedere este aceea cu detector de vîrf, prezentată în fig. 17-26, *c*. In această schemă, pentru obținerea tensiunii de comandă se folosește un detector separat *D* al cărui circuit de sarcină are o constantă de timp destul de mare.

Constanta de timp trebuie să fie aleasă de așa natură încît, condensatorul C_1, încărcîndu-se pînă la valoarea corespunzătoare amplitudinii maxime a semnalului (la nivelul sincroimpulsurilor), să reușească să se descarce prin rezistența R_1 în timpul transmiterii liniei (64 μs) nu mai jos decît nivelul impulsului de blocare. In acest caz, tensiunea obținută pe rezistența R_1 nu va depinde de semnalul imagine. Practic, constanta de tip $T_1=R_1C_1$ se alege de aproximativ 150 μs.

Ca o deficiență a acestei scheme este rezistența mică de intrare a detectorului de vîrf (datorită acestui lucru, sincroimpulsurile din semnalul ce se aplică amplificatorului video sînt micșorate în amplitudine); de asemenea, necesitatea unei constante de timp mari a circuitului de filtrare $T_2=R_2C_2$. Tensiunea de comandă, care se obține de pe sarcina detectorului, este modulată cu frecvența cadrelor, deoarecare în timpul trecerii unui impuls de cadre de lungă durată încărcarea condensatorului C_1 se menține la nivelul cel mai ridicat. Constanta de timp a circuitului R_2C_2 se alege de obicei în limitele 2—5 s, ceea ce de fapt determină acționarea cu întîrziere a unui astfel de sistem RAA.

Actualmente, cele mai perfecționate montaje sînt constituite după așa-numitele scheme RAA cheie. Schema de principiu a sistemului RAA cheie este reprezentată în fig. 17-27. Tensiunea de comandă se obține prin redresarea tensiunii de impuls, culeasă de pe înfășurarea transformatorului de ieșire *Tr* al generatorului de baleiaj de linii. Redresarea se execută cu ajutorul tubului T_2, folosit ca diodă. In lipsa semnalului, tubul T_2 este blocat de tensiunea negativă mare de pe grila de comandă. El se deschide în momentele cînd impulsurile de stingere de linii se aplică pe catodul său; aceste impulsuri provin din catodul tubului T_1 al amplificatorului video. Impulsurile de stingere coincid în timp cu impulsurile cursei inverse a baleiajului de linii, care se aplică la anodul tubului T_2. In acest caz, tensiunea negativă redresată pe anodul tubului T_2 este proporțională cu amplitudinea impulsurilor de blocare și nu depinde de valoarea pe care o are semnalul în intervalele dintre aceste impulsuri. In schemă, constantele de timp (ale filtrului — R_2C_2 și ale circuitului — R_1C_1) pot fi luate destul de mici (100—1000 μs), ceea ce asigură acțiunea rapidă a schemei RAA. Schema RAA cheie lucrează bine cu reglarea manuală de contrast, care poate fi executată în așa fel, încît să asigure o dată cu variația dorită a contrastului și reglarea automată a luminozității (ca în fig. 17-27). Aici, prin reglajul contrastului se variază valoarea negativării tubului T_2 al amplificatorului video. In acest caz, este modificată și valoarea tensiunii pe anodul tubului T_1, ceea ce duce la variația luminozității imaginii. In același timp, variind atît

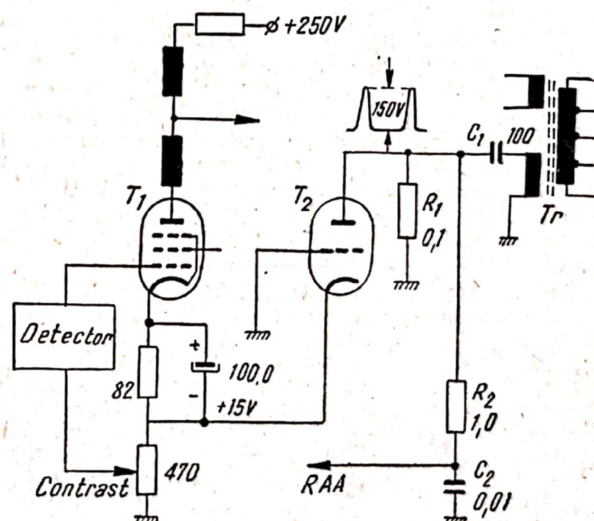


Fig. 17-27. Schemă RAA cheie.

valoarea tensiunii de negativare a tubului T_2 cît și valoarea tensiunii pe anodul acestuia, se schimbă și tensiunea de comandă RAA, ceea ce produce tocmai variația contrastului.

AFI, detectorul de frecvență și AJF al canalului de sunet

Frecvența 6,5 MHz, obținută prin heterodinare, este folosită ca frecvență intermediară pentru canalul de sunet; semnalul de FI poate fi cules fie direct după detectorul video (fig. 17-28, *a*), fie de pe anodul amplificatorului video

(fig. 17-28, *b*). Varianta din urmă este avantajoasă prin aceea că semnalul se obține deja cu o oarecare amplificare. Dezavantajul constă în faptul că, în cazul unui contrast mare al imaginii, canalul de sunet este interferat. In tele-

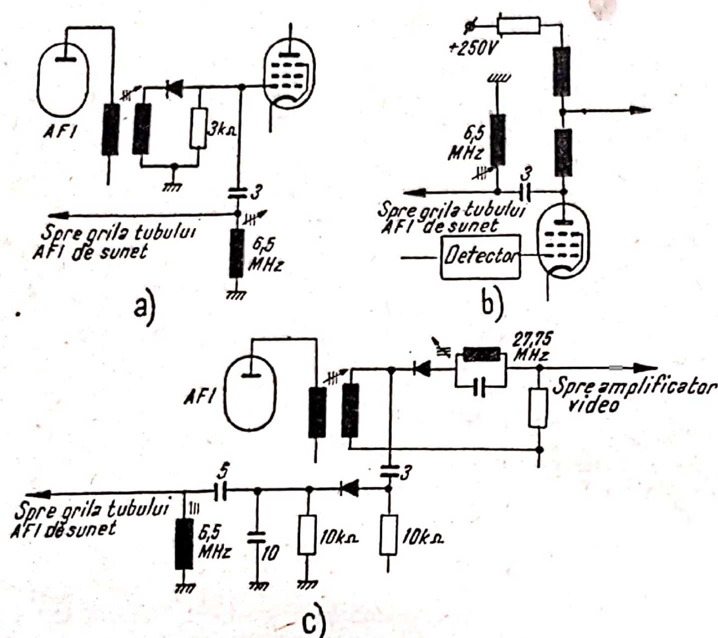


Fig. 17-28. Schemele de obținere a semnalului de frecvență intermediară pentru canalul de sunet.

vizoarele mai perfecționate, pentru separarea frecvenței intermediare a canalului de sunet, se folosește un detector separat (fig. 17-28, *c*).

Amplificatorul de frecvență intermediară pentru sunet de obicei este constituit dintr-unul sau două etaje. Datorită selectivității mici a amplificatorului cu un singur etaj este posibilă interferarea cu canalul imagine, ceea ce duce la apariția bătăilor (între diferitele componente ale semnalului imagine). In afară de aceasta, amplificatorul cu un etaj nu asigură amplificarea necesară.

Pentru amplificatorul de frecvență intermediară al canalului de sunet este necesară o bandă de frecvențe destul de largă (cel puțin 150—200 kHz la nivelul de 3 dB). In amplificatorul cu un singur etaj acest lucru se obține relativ ușor folosindu-se un circuit oscilant cu factor de calitate aproximativ 40 (fig. 17-29, *a*). In amplificatorul cu două etaje, însă (fig. 17-29, *b*), este necesară întrebuințarea unui filtru de bandă.

In calitate de detector de frecvență în receptoarele de televiziune se folosesc: discriminatorul (fig. 17-30, *a*), detectorul de raport (fig. 17-30, *b*) și detectorul sincron (fig. 17-30, *c*). De obicei în televizoare se utilizează detectoarele de raport, care asigură o bună eliminare a modulației parazite de amplitudine. Detectorul sincron permite de asemenea obținerea unei eliminări corespunzătoare a modulației de amplitudine, însă el lucrează bine numai la semnale mari. In acest caz tensiunea de audiofrecvență la ieșirea detectorului sincron poate fi de 5—10 V, ceea ce permite construirea amplificatorului de joasă frecvență cu un singur etaj; în schimb, este necesar un etaj suplimentar amplificator de frecvență intermediară.

Detectorul sincron necesită întrebuințarea unor tuburi speciale (mai convenabil este tubul de tip 6A3).

Detectorul de raport necesită un factor mare de calitate al circuitului oscilant și o minuțioasă alegere a cuplajului. In afară de aceasta, este necesară o mare uniformitate a caracteristicilor diodelor. In cazul întrebuințării diodelor semiconductoare, în serie cu acestea, se conectează rezistențe a căror valoare întrece de cîteva ori rezistența în sens direct a diodelor; aceasta face ca variația parametrilor diodelor să joace un rol mai puțin important.

In fig. 17-31 sînt indicate datele circuitului oscilant tipic pentru detectorul de raport din fig. 17-30, *b*. Un astfel de detector asigură o tensiune de ieșire pe canalul de sunet, în cazul deviației semnalului de ± 50 kHz, de cel puțin 0,5 V și o neutralizare a modulației de amplitudine de cel puțin 40 dB. Ultimul etaj AFI pentru sunet (dinaintea detectorului) funcționează în regim de limitare cu tensiune mică de ecran și cu condensator de separare *C* și rezistență *R* în circuitul grilei de comandă (fig. 17-29, *a*). Tensiunea negativă pe grila tubului se obține datorită curentului de grilă și depinde de amplitudinea semnalului (autonegativare).

Constanta de timp *RC* se alege astfel încît tensiunea de negativare să poată urmări variațiile semnalului, condiționate de modulația parazită de amplitudine (de obicei constanta de timp este de aproximativ 10 μs). La ieșirea limitatorului, semnalul obținut conține doar un procent neglijabil de modulație parazită de amplitudine.

In cazul cînd se folosește ca detector de fază un discriminator obișnuit, etajului de limitare i se impun condiții destul de severe. Limitarea semnalului trebuie să aibă loc pentru o amplitudine a semnalului pe grilă de aproximativ 1 V, ceea ce corespunde la tubul de tip 6Ж1П unei tensiuni pe grila-ecran de 15—20 V.

In cazul cînd se întrebuințează detectorul de raport, limitatorul poate funcționa cu o tensiune de ecran mai mare, deoarece detectorul de raport asigură un grad înalt de neutralizare a modulației parazite de amplitudine. Cînd tensiunea pe grila-ecran a limitatorului este de circa 50—70 V, tubul dă o amplificare destul de mare și asigură limitarea necesară semnalului de ieșire.

In cazul cînd după lanțul AFI se întrebuințează un detector sincron, etajul care lucrează în regim de limitare poate lipsi.

In scopul reducerii paraziților este prevăzută prin standard distorsionarea preliminară a semnalului în emițător, care se realizează prin ridicarea caracteristicii de frecvență în domeniul frecvențelor înalte, folosind circuite *RC* cu constante de timp de ordinul 50 μs.

Avînd în vedere aceasta, după detectorul de frecvență, înaintea intrării etajului AJF, se conectează circuitul pentru corectarea corespunzătoare a caracteristicii de frecvență în domeniul frecvențelor înalte. Acest circuit (fig. 17-32), format din rezistența *R* (în megohmi) și condensatorul *C* (în picofarazi), are o constantă de timp *RC* de aproximativ 50 μs. In fig. 17-32 sînt date caracteristicile de frecvență corespunzătoare etajului cu distorsionare preliminară și circuitului de corecție al acestuia, cu constanta de timp de 50 μs.

Uneori circuitul *RC* se calculează pentru o constantă de timp mai mică, astfel încît să se obțină în canalul de sunet un nivel mai mare pentru frecvențele înalte, care să poată fi reglat cu ajutorul reglajului de ton al etajului AJF.

Amplificatorul de joasă frecvență din receptoarele de televiziune se construiește analog celui din receptoarele de radiodifuziune. Avînd în vedere banda largă a frecvențelor transmise este indicat să se întrebuințeze amplificatoare de bandă largă, de înaltă calitate. Este preferabilă întrebuințarea comutatoarelor de ton cu claviatură.

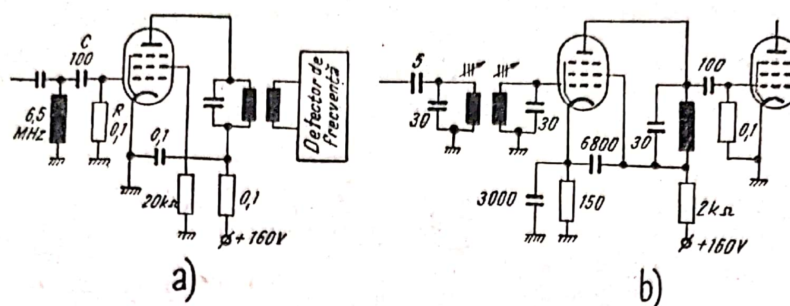


Fig. 17-29. Schemele AFI ale canalului de sunet.

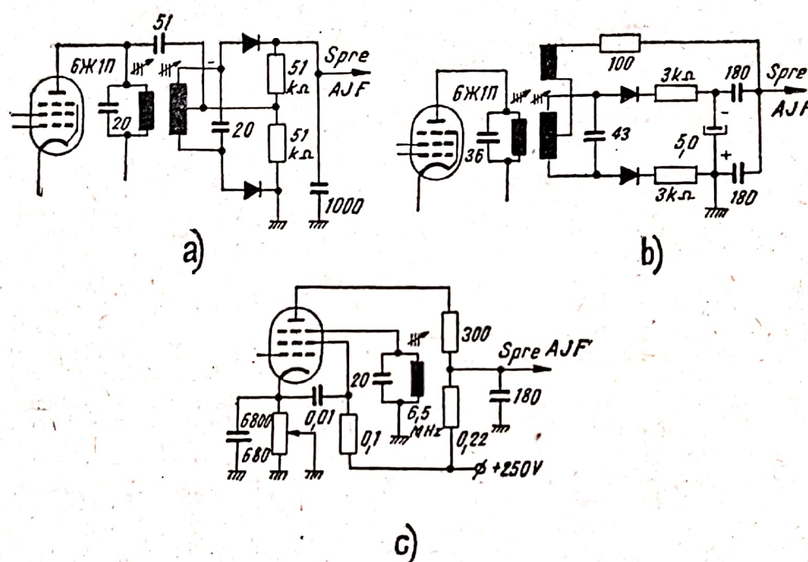


Fig. 17-30. Schemele detectoarelor de frecvență.

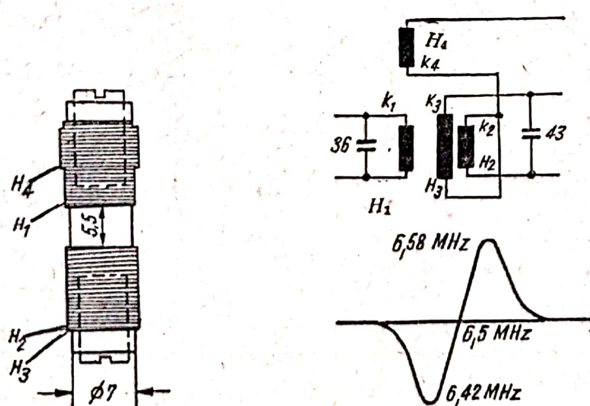


Fig. 17-31. Circuitul oscilant al detectorului de raport.

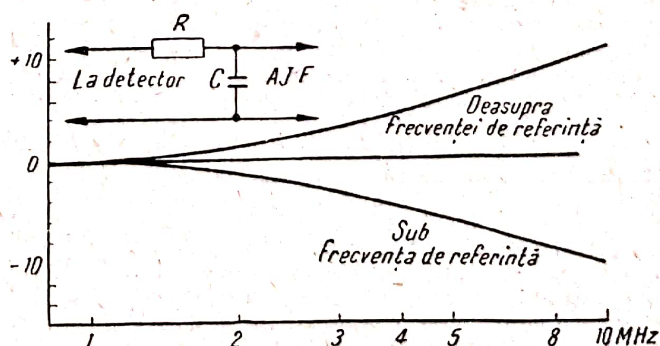


Fig. 17-32. Caracteristica circuitului de corecție.

Schemele generatoarelor de baleiaj de cadre şi de linii

Pentru devierea fasciculului electronic în planurile vertical şi orizontal se foloseşte sistemul de deviaţie, care se compune din două perechi de bobine montate pe gîtul cinescopului. Prin bobinele de baleiaj de linii trece un curent

Fig. 17-33. Schema unui generator de baleiaj de cadre.

în formă de dinţi de ferăstrău avînd frecvenţa liniilor (15 625 Hz), iar prin bobinele de baleiaj de cadre, un curent în formă de dinţi de ferăstrău cu frecvenţa de 50 Hz.

Pentru generarea şi formarea curenţilor în formă de dinţi de ferăstrău avînd frecvenţele liniilor şi cadrelor în televizoare se întrebuinţează oscilatoare pilot speciale şi etaje puternice de amplificare.

In calitate de oscilator pilot pentru frecvenţa de cadre de obicei se foloseşte un generator autoblocat (fig. 17-33). Acesta este constituit dintr-un etaj cu trioda T_1 avînd o puternică reacţie pozitivă, exercitată prin transformatorul Tr_1. Etajul este capabil să genereze oscilaţii sinusoidale cu frecvenţa corespunzătoare frecvenţei de rezonanţă a înfăşurării transformatorului, însă datorită cuplajului puternic, la începutul procesului de oscilare, se produce blocarea tubului T_1 prin curentul său de grilă, în urma încărcării condensatorului C_1. După blocarea tubului T_1, condensatorul C_1 se descarcă prin rezistenţa R_1 pînă în momentul cînd potenţialul pe grila tubului devine corespunzător nivelului de deblocare al acestuia, după care procesul se repetă. In acest caz pe anodul tubului se obţin impulsuri de tensiune cu frecvenţa determinată de constanta de timp R_1C_1.

In circuitul grilei de comandă al tubului generator autoblocat se introduc impulsurile de sincronizare de cadre. Prin reglarea butonului „frecvenţa cadrelor", generatorul autoblocat este „sincronizat" cu impulsurile de cadre, pe a căror frecvenţă începe să lucreze. Cu acest sistem se obţine sincronizarea baleiajului de cadre la tuburile emiţător şi receptor.

Pentru formarea tensiunii în dinţi de ferăstrău serveşte circuitul R_2C_2. Tensiunea de pe condensatorul C_2 se aplică prin potenţiometrul de reglare a amplitudinii R_3 pe grila tubului T_2 al etajului amplificator de putere, în circuitul anodic al căruia este cuplat transformatorul de ieşire pentru adaptarea sarcinii Tr_2.

Etajul de ieşire funcţionează analog cu etajul amplificator de putere al canalului de sunet. Pentru a obţine la ieşire curentul necesar sub formă de dinţi de ferăstrău, amplificatorul trebuie să aibă caracteristica de amplitudine liniară şi banda de frecvenţe relativ largă, calculată pentru a lăsa să treacă cel puţin primele 15 armonice ale frecvenţei de bază. Pentru îmbunătăţirea caracteristicilor de amplitudine şi frecvenţă se întrebuinţează diferite scheme de corecţie în circuitul grilei tubului, precum şi în circuitul de reacţie negativă.

In fig. 17-33 este reprezentată schema unui generator de baleiaj de cadre, cu circuitele de corecţie respective. Principala corecţie (aşa-numita liniarizare) se execută datorită reacţiei negative, pentru care tensiunea se culege de pe anodul tubului T_2 şi se reglează cu ajutorul potenţiometrului R_4.

La reglarea baleiajului de cadre trebuie avut în vedere că în cazul unei amplificări insuficiente la frecvenţele joase curentul în formă de dinţi de ferăstrău este distorsionat, ceea ce duce la comprimarea imaginii în partea inferioară a acesteia. In cazul atenuării frecvenţelor înalte, se comprimă partea superioară a imaginii. Liniaritatea porţiunii de lucru a caracteristicii tubului influenţează de asemenea asupra liniarităţii baleiajului, din care cauză regimul tubului de ieşire adeseori este foarte critic ales. Regimurile optime ale tuburilor întrebuinţate în etajul final de baleiaj de cadre sînt indicate în tabela 17-3.

Tabela 17-3

Regimurile tuburilor etajelor finale de baleiaj de cadre

Tipul tubului	Tensiunea anodică V	Tensiunea grilei-ecran V	Tensiunea de negativare V	Rezistenţa de sarcină kΩ
6П1П	+280	+200	−15	5,5
6П14П	+280	+200	− 9	5,5
6П18П	+280	+200	− 9	5,5

Fig. 17-34. Schema unui generator de baleiaj de linii.

Ca oscilator pilot pentru frecvenţa de linii, în afară de generatorul autoblocat analog cu cel de cadre, adeseori se întrebuinţează multivibratorul realizat cu dublă triodă.

In fig. 17-34 este reprezentată schema generatorului de baleiaj de linii cu multivibrator. Pentru stabilizarea frecvenței generate, în circuitul anodic al uneia dintre triode se conectează un circuit oscilant acordat pe frecvența liniilor. Pe grila de comandă a tubului T_1 se aplică tensiunea din circuitul de negativare, sub acțiunea căreia frecvența baleiajului de linii la recepție devine absolut egală cu frecvența baleiajului de linii a tubului emițător.

La ieșirea oscilatorului pilot, cu ajutorul circuitului de încărcare *RC*, se formează un impuls, a cărui formă este reprezentată în fig. 17-35, *a*.

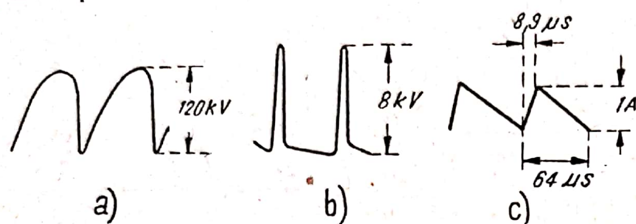


Fig. 17-35. Formele tensiunii în circuitele de baleiaj de linii.

Acest semnal, prin condensatorul de separare, se aplică pe grila tubului de ieșire de putere T_2. In circuitul anodic al acestui tub este conectat un transformator special pentru impulsurile de ieșire *Tr* (adeseori autotransformator cu miez de ferită).

Pe o parte din înfășurarea de ieșire a transformatorului sînt cuplate bobinele de linii *BL* ale sistemului de deflexie, care reprezintă pentru frecvența dată o sarcină inductivă. Deoarece în circuitul anodic al tubului de ieșire este conectată o rezistență inductivă, în cazul cînd pe anod tensiunea este de forma arătată în fig. 17-35, *b* curentul în bobine va avea forma de dinți de ferăstrău, indicată în fig. 17-35, *c*.

După cum se vede din fig. 17-35, *b*, în timpul „cursei inverse" impulsurile pozitive de tensiune de pe anodul tubului T_2 capătă o valoare mare, care depășește cu mult tensiunea de alimentare anodică. De aceea, tuburile din etajul de ieșire al generatorului de baleiaj de linii trebuie să aibă o construcție specială, care să asigure o înaltă izolație a electrozilor. Pentru obținerea unei amplitudini mai mari a impulsului pe transformatorul de linii se bobinează încă o înfășurare, care reprezintă o continuare a bobinei principale (anodică). Tensiunea pe această bobină atinge o valoare de cîțiva kilovolți și după redresarea ei cu un kenotron special de înaltă tensiune, ea servește la alimentarea anodului cinescopului.

Pentru a amortiza procesul oscilant, o parte din spirele transformatorului de linii se șuntează cu ajutorul unui așa-numit kenotron tampon cuplat în serie cu un condensator. Pe acest condensator se obține o tensiune (de obicei de ordinul sutelor de volți), care de fapt se adaugă la tensiunea sursei de alimentare.

Regimurile tipice pentru tuburile de ieșire ale generatorului de baleiaj de linii sînt indicate în tabela 17-4.

Negativarea pe grila tubului de ieșire se obține de obicei prin curentul de grilă, atunci cînd este aplicat semnalul de excitație (autonegativare). Pentru protecția tubului împotriva supracurenților, în lipsa semnalului de comandă, adeseori pe grilă se aplică o tensiune inițială (de obicei mai mică decît amplitudinea necesară pentru deschiderea tubului). Cînd tensiunea de negativare ajunge pînă la valoarea apropiată de amplitudinea de deschidere a tubului, cu ajutorul acesteia se poate varia puterea semnalului la ieșire și prin aceasta este posibilă reglarea dimensiunii imaginii pe orizontală, precum și înalta tensiune. Acest sistem se folosește în schemele cu stabilizare automată.

Pentru obținerea înaltei tensiuni mai mari de 15 kV, cîteodată se folosesc schemele de multiplicare. In fig. 17-36

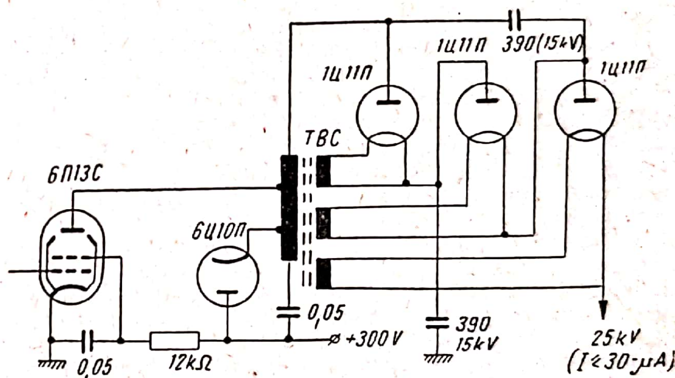


Fig. 17-36.

este reprezentată o astfel de schemă, care permite obținerea, cu transformatorul de linii de tip ТВС-Б și cu tubul de tip 6П13С, a unei tensiuni de 25 kV. In schemă se folosesc 3 kenotroane de înaltă tensiune, cu filamentele alimentate de la înfășurările speciale ale transformatorului de linii (1—3 spire).

Tabela 17-4

Regimurile tuburilor de ieșire ale generatorului de baleiaj de linii

Tipul tubului	Destinația	Tensiunea sursei de alimentare V	Tensiunea anodică cu „adaos" V	Tensiunea de ecran V	Curentul catodic mA	Tensiunea înaltă kV
6П13С	Pentru televizoare cu ecran de 35, 43 și 53 cm, cu unghi de deviere de 70°	250—300	500—600	100—110	70—90	11—15
6П31С	Pentru televizoare cu ecran de 43 și 53 cm, cu unghi de deviere de 110°	280—300	600—700	120—140	90—120	13—16
6П20С	Pentru televizoare în culori	400	800—900	140—160	160—200	20—25

Se folosesc următoarele variante de cuplare a bobinelor de deflexie la transformator: 1 — ambele bobine conectate în serie şi cuplate la bornele corespunzătoare capetelor transformatorului; 2 — bobinele conectate de asemenea în serie, însă cuplate la trei borne ale transformatorului (capetele şi punctul median); 3 — bobinele conectate în paralel şi cuplate în două puncte intermediare ale transformatorului. Primul procedeu prezintă dezavantajul că în sistemul bobinelor de deviaţie ia naştere un proces oscilant între diversele secţiuni, care provoacă apariţia de fişii verticale pe ecranul televizorului.

Etajul de ieşire al baleiajului de linii (în special transformatorul de ieşire) şi sistemul de deviaţie reprezintă o sursă de zgomote, care afectează recepţia radio în gama undelor lungi şi medii; din această cauză ele se ecranează cu ajutorul unor blindaje metalice. In cazul cînd ecranarea sistemelor de deviaţie nu e posibilă, se întrebuinţează conectarea lor simetrică.

Liniaritatea baleiajului de linii (forma corectă a curentului în dinţi de ferăstrău) este asigurată prin folosirea transformatorului de linii şi a bobinelor de deflexie cu factor de calitate inalt. Pentru obţinerea factorului de calitate necesar în sistemele de deviere, precum şi în transformatoarele de linii se întrebuinţează circuite magnetice de ferită. Fără o corecţie specială neliniaritatea baleiajului de linii atinge valoarea de 12—18%, ceea ce se manifestă prin faptul că marginea stîngă a imaginii este mai întinsă.

Procedeul cel mai eficace de liniarizare constă în conectarea în serie cu bobinele de deviaţie a unei bobine cu inductanţă „neliniară". O astfel de bobină se înfăşoară pe un miez subţire de ferită (secţiunea 3—5 mm²), care se montează alături de un magnet permanent. Acţiunea acestei bobine este bazată pe faptul că inductanţa ei variază în funcţie de sensul curentului. In cazul cînd curentul are un anumit sens, miezul se magnetizează cu suma fluxurilor magnetice provenite de la magnetul permanent şi de la curentul ce trece prin bobină, iar în cazul celuilalt sens al curentului, cele două fluxuri magnetice se compensează reciproc.

Calculul sistemului de deflexie

Numărul de amperspire ale bobinelor de deflexie, necesar pentru devierea fasciculului electronic, se poate determina cu următoarele formule: pentru bobinele de linii

$$An=3{,}5\,\frac{dh_h}{Hl}\sqrt{U_a}\,;$$

pentru bobinele de cadre

$$An=3{,}5\,\frac{(d+2r)\,h_v}{Hl}\sqrt{U_a}\,;$$

unde:
- d este diametrul gîtului tubului;
- r — grosimea bobinelor de linii;
- h_h, h_v — dimensiunea rastrului pe orizontală şi respectiv pe verticală;
- H — dimensiunea bobinelor de-a lungul gîtului tubului;
- l — distanţa de la centrul bobinelor pînă la ecranul tubului;
- U_a — tensiunea pe anodul accelerator al tubului.

Sistemul de sincronizare

Pentru sincronizarea oscilatoarelor pilot ale sistemelor pentru baleiajul de cadre şi de linii impulsurile de sincronizare respective, care sînt incluse în semnalul complex de televiziune, trebuie în primul rînd să fie separate de semnalul imagine şi de asemenea să fie separate între ele. In acest scop se întrebuinţează un etaj realizat cu triodă sau pentodă, care funcţionează în regim de limitare.

In fig. 17-37, *a* este reprezentată schema etajului selector pentru impulsurile de sincronizare, iar în fig. 17-37, *b* se explică modul de funcţionare a acestuia.

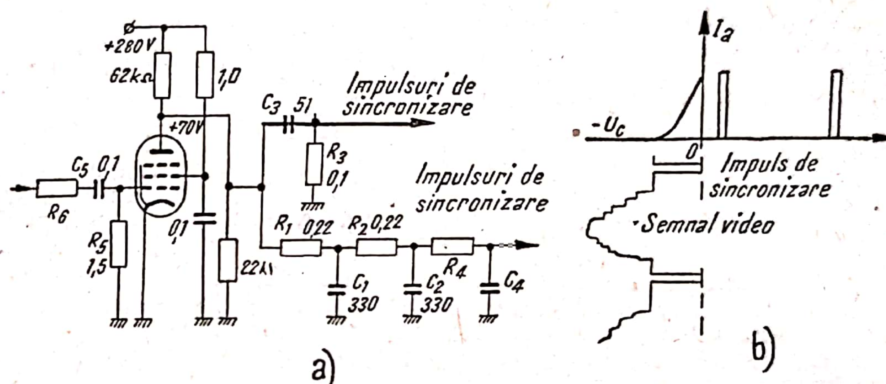


Fig. 17-37. Selectorul de amplitudine.

Tensiunea semnalului de sincronizare, care se obţine pe anodul tubului selector, trebuie despărţită în semnale de sincronizare de cadre şi de linii. Datorită deosebirii mari dintre frecvenţele şi duratele impulsurilor, acest lucru se realizează cu ajutorul unor circuite simple: semnalul pentru sincronizarea de cadre trece prin circuitul de integrare $R_1C_1R_2C_2$, iar semnalul pentru sincronizarea de linii se diferenţiază cu ajutorul circuitului R_3C_3. La ieşirea acestor circuite se obţin impulsurile de sincronizare de linii şi de cadre.

Sincronizarea de cadre, de obicei, se execută prin introducerea semnalului de sincronizare în circuitul grilei tubului oscilator pilot. In funcţie de polaritate, semnalul de sincronizare se aplică fie pe grila tubului generatorului autoblocat (în cazul polarităţii pozitive), fie pe anodul acestuia (în cazul polarităţii negative).

Sincronizarea de linii este posibilă folosind două procedee: 1 — prin aplicarea semnalului de sincronizare în circuitul grilei tubului oscilator pilot (sincronizare de impulsuri — sau fără inerţie); 2 — prin aplicarea pe grila tubului oscilator pilot a unei tensiuni de comandă, produsă de un montaj special de comparaţie (sincronizare cu inerţie sau autoacord). Sincronizarea de impulsuri este întrebuinţată în modelele vechi de televizoare, cu sensibilitate redusă (actualmente ea a fost înlocuită prin sincronizarea cu inerţie).

Principalul dezavantaj al sincronizării de impulsuri constă în aceea că diferitele defecte ale semnalelor de sincronizare (de exemplu tensiunea de interferenţă care se suprapune peste ele sau tensiunea zgomotelor proprii ale receptorului) duc la decalarea liniilor imaginii una faţă de cealaltă. Sincronizarea cu inerţie nu are această deficienţă şi de aceea permite să se obţină o sensibilitate înaltă în

televizoarele moderne, chiar în cazurile cînd raportul semnal/zgomot este mai mic de 20 dB.

Pentru reglarea automată a frecvenței (RAF) baleiajului de linii se întrebuințează scheme de comparație.

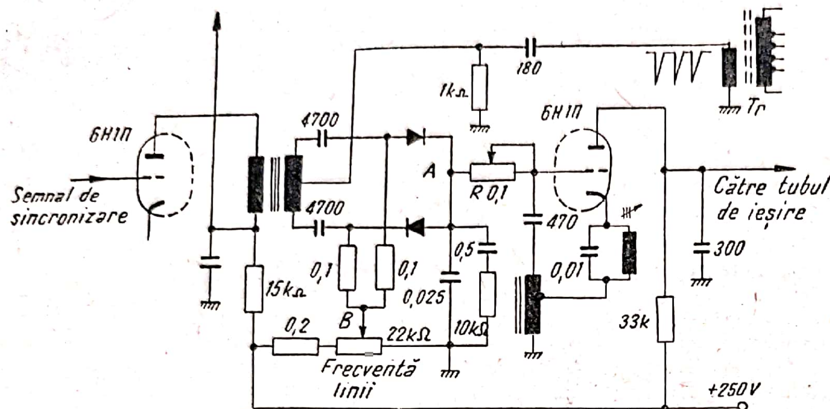


Fig. 17-38. Schema RAF a baleiajului de linii.

Acestea sînt constituite ca variante ale schemei detectorului de raport pe care se aplică pentru comparație cele două semnale: semnalul de sincronizare și semnalul sub formă de impuls, care se culege de pe înfășurarea transformatorului de ieșire pentru linii, *Tr*. În cazul cînd fazele acestor semnale coincid, tensiunea la ieșirea detectorului este egală cu zero. Dacă fazele diferă, la ieșirea detectorului apare o tensiune de un anumit semn. Schema de principiu a RAF pentru baleiajul de linii este reprezentată în fig. 17-38. Tensiunea de reglare se aplică pe grila tubului oscilator pilot și acționează asupra frecvenței acestuia. Rezistența *R* servește pentru stabilirea potențialului zero între punctele *A* și *B*, pentru frecvența nominală.

Principalele ansambluri ale baleiajelor de cadre și de linii, la cinescopul cu unghiul de deviație al fasciculului de 70°, sînt actualmente unificate și se întrebuințează în toate televizoarele fabricate de industrie. Datele principale ale acestor ansambluri sînt indicate în tabela 17-5.

Ansamblurile unificate ale blocului de baleiaj pentru televizoare avînd tuburile cinescop cu unghi de deviație a fasciculului de 110° se află actualmente în stadiul de elaborare. Particularitatea principală a ansamblurilor baleiajului pentru astfel de cinescoape este forma specială a bobinelor de deflexie care intră adînc pe partea conică a cinescopului.

Tabela 17-5

Principalele date ale ansamblurilor de bază din blocul de baleiaj

Denumirea ansamblurilor	Miezul	Notarea capetelor înfășurării la reglete sau mufe	Numărul de spire	Conductorul
Autotransformatorul de linii ТВС-А și ТВС-Б	De ferită în formă de П, cu secțiunea de 15×15 mm	1–2 1–3 1–4 1–6 6–7	30 112,5 225 900 800	ПЭЛ 0,25 ПЭЛ 0,25 ПЭЛ 0,25 ПЭЛ 0,25 ПЭЛШКО 0,12
Transformatorul de ieșire de cadre ТВК	Din oțel УШ-16, cu secțiunea de 16×32 mm, montaj obișnuit	1–2 3–4	3000 140	ПЭЛ 0,12 ПЭЛ 0,47
Transformatorul generatorului autoblocat de cadre	Din oțel Ш-12, cu secțiunea de 12×12 mm, montaj intercalat	Verde-roșu Albastru-negru	1500 3000	ПЭЛ 0,08 ПЭЛ 0,08
Transformatorul generatorului autoblocat de linii	Din oțel, cu secțiunea de 0,6×10 mm	Grilă Anod	150 150	ПЭЛ 0,2 ПЭЛ 0,2
Reglajul dimensiunii liniilor	Din ferită cilindrică, cu diametrul 10 și lungimea 30 mm	1–2	290	ПЭВ 0,31
Sistemul de deflexie	Din ferită inelară, cu secțiunea de 10×40 mm	3–4 linii 4–5 linii 6–7 cadre 7–8 cadre	225 225 170 170	ПЭВ 0,35 ПЭВ 0,35 ПЭВ 0,44 ПЭВ 0,44

Calculul selectorului de amplitudine

În selectorul cu negativare automată a tubului amplificator (fig. 17-37, *a*) se calculează constanta de timp R_5C_5. Valoarea rezistenţei R_5 se determină din expresia:

$$R_5 = 40\,(R + R_l),$$

unde: R este rezistenţa totală (care include valoarea R_6 şi rezistenţa de ieşire a etajului) de pe care se aplică semnalul de televiziune pe selectorul de amplitudine;

R_l — rezistenţa dintre grila şi catodul tubului selector, în cazul existenţei curentului de grilă.

Calculul circuitelor care separă impulsurile de sincronizare, de linii şi de cadre

Pentru extragerea impulsurilor de sincronizare de linii se foloseşte un circuit de diferenţiere (R_3C_3 din fig. 17-37, *a*). Elementele circuitului de diferenţiere pot fi determinate din expresia:

$$R_3C_3 = 0{,}017\,T_r,$$

unde T_r este durata perioadei baleiajului de linii.

Pentru extragerea impulsurilor de sincronizare de cadre se foloseşte un filtru multiplu cu circuite de integrare (fig. 17-37, *a*). Elementele filtrului pot fi calculate din următoarele expresii:

$$C_1R_1 = 0{,}25\,T_r\,;\quad C_2R_2 = 0{,}33\,C_1R_1\,;\quad C_4R_4 = 0{,}17\,C_1R_1.$$

17-10. TENDINŢE NOI ÎN ELABORAREA SCHEMELOR DE TELEVIZIUNE

Perfecţionarea continuă a televizoarelor moderne cu imaginea negru-alb este îndreptată spre mărirea stabilităţii parametrilor şi întrebuinţarea reglajelor cu acţiune automată. O largă răspîndire o capătă schemele de reglaj automat al frecvenţei oscilatorului, de stabilizare a dimensiunilor imaginii pe verticală şi pe orizontală, de reglaj automat al contrastului şi luminozităţii, în funcţie de iluminarea încăperilor, şi un şir de alte scheme, care măresc comoditatea de folosire a televizorului.

Fig. 17-39. Schema de RAF a oscilatorului local.

Cea mai răspîndită schemă de RAF a oscilatorului local este schema cu diodă reactivă, conectată în paralel cu circuitul oscilant al oscilatorului şi care este comandată de tensiunea obţinută de la discriminatorul de frecvenţă, acordat pe frecvenţa intermediară a imaginii (fig. 17-39).

În fig. 17-40 este reprezentată schema de reglare automată a contrastului. Fotorezistenţa *FR* se montează astfel încît să fie bine luminată din exterior, dar să nu ajungă pe ea lumina de la cinescop. Cele mai indicate fotorezistenţe pentru această schemă sînt de tip ФС-КО.

Fig. 17-40. Schema de reglare automată a contrastului.

Stabilizarea automată a dimensiunii pe orizontală a imaginii, precum şi a înaltei tensiuni cu ajutorul unei rezistenţe neliniare (aşa-numitul varistor) este reprezentată în fig. 17-41. Pe varistor, care reprezintă elementul neliniar, are loc redresarea tensiunii de impuls obţinută de la înfăşurarea transformatorului de ieşire de linii. Tensiunea redresată, cu polaritate negativă, se aplică pe grila tubului de ieşire.

Pe un principiu asemănător se bazează funcţionarea schemei din fig. 17-42, destinată pentru stabilizarea dimensiunii pe verticală a imaginii. Aici, cu ajutorul a două rezistenţe neliniare, se reglează tensiunea de alimentare anodică a generatorului autoblocat pentru frecvenţa cadrelor.

În fig. 17-43 este reprezentată altă schemă de stabilizare a dimensiunii pe verticală. În această schemă se întrebuinţează reacţia negativă de curent. Tensiunea de reacţie se ia de pe o rezistenţă mică (de 2—3 Ω), conectată în serie cu bobinele de deflexie, şi se amplifică cu ajutorul unui tub suplimentar.

Avînd în vedere faptul că în oraşe există multe posibilităţi de interferenţe radio, o mare răspîndire au obţinut-o schemele de sincronizare stabile la paraziţi.

Dintre acestea, în primul rînd, trebuie menţionat selectorul stabil la paraziţi. În schemele obişnuite, în cazul trecerii semnalelor parazite, care ca amplitudine depăşesc semnalul util, are loc încărcarea condensatorului de separare din circuitul de grilă al tubului selector; după terminarea acţiunii semnalelor parazite, tubul rămîne blocat un timp oarecare. În acest caz, se produce dereglarea sincronizării. Pentru evitarea acestui inconvenient o largă răspîndire au obţinut-o schemele care înlătură acţiunea

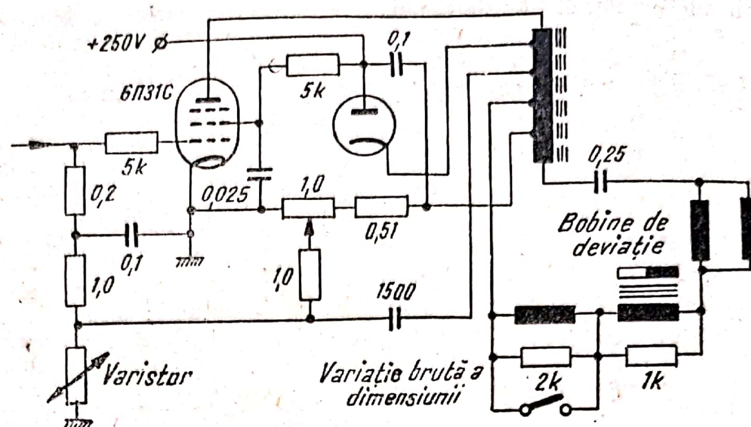


Fig. 17-41. Schema de stabilizare a dimensiunii pe orizontală.

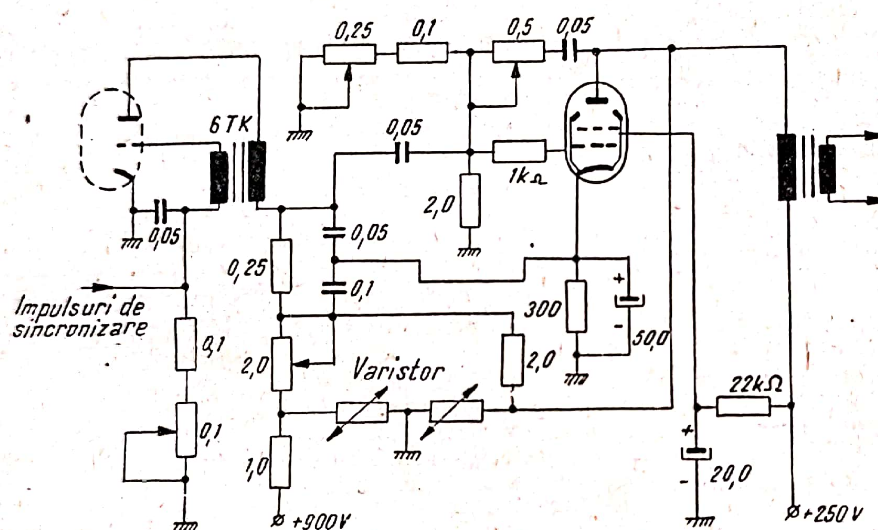


Fig. 17-42. Schema de stabilizare a dimensiunii pe verticală cu ajutorul rezistențelor neliniare.

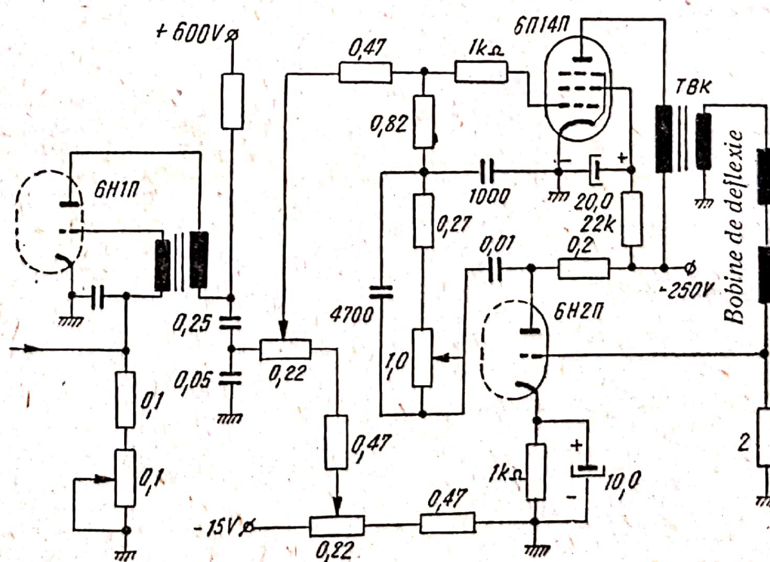


Fig. 17-43. Schema de stabilizare a dimensiunii pe verticală cu ajutorul reacției negative de curent.

semnalelor parazite. In fig. 17-44 este reprezentată schema unui astfel de selector realizat cu heptodă.

In cazul trecerii unor semnale puternice, heptoda se blochează pe prima grilă, din care cauză curentul grilei

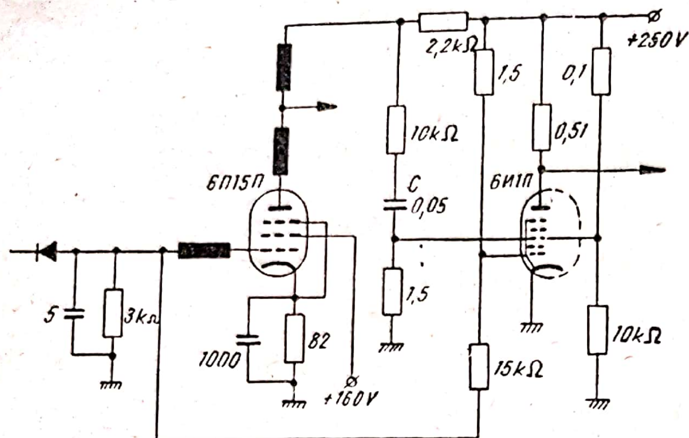


Fig. 17-44. Schema selectorului de amplitudine stabil la paraziţi.

a treia lipseşte în acest moment şi încărcarea condensatorului de separare C nu are loc pînă la nivelul semnalelor parazite. La terminarea impulsului parazit, schema lucrează normal.

17-11. TELEVIZOARE CU PROIECŢIE

Pentru obţinerea dimensiunilor mărite ale imaginii, necesare cînd vizionarea programelor se face în comun, se întrebuinţează sisteme optice ce proiectează imaginea de pe ecranul cinescopului pe un ecran mare.

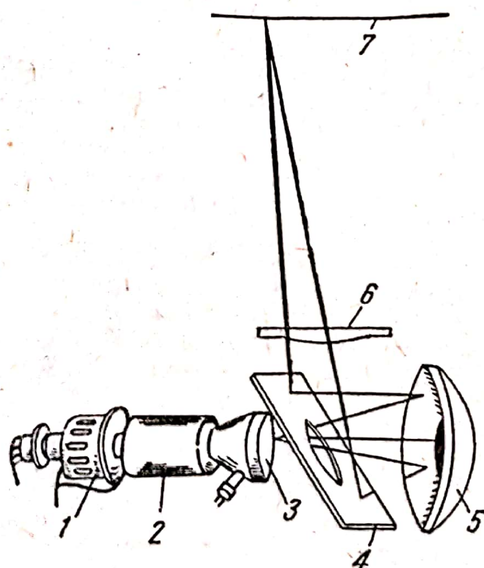


Fig. 17-45. Schema obiectivului cu oglindă-lentilă:

1 — bobina de focalizare; 2 — sistemul de deviaţie; 3 — punctul luminos de pe ecranul tubului receptor; 4 — oglindă plană; 5 — oglindă sferică; 6 — lentilă de corecţie; 7 — ecran.

Pentru obţinerea unei luminozităţi satisfăcătoare a imaginii pe ecran mare, este necesară întrebuinţarea unor sisteme optice şi a cinescoapelor cu luminozitate foarte puternică. In acelaşi scop se folosesc ecrane cu acţiune dirijată şi care au un coeficient de luminozitate de aproximativ 5—8.

In calitate de obiectiv cu mare putere de luminozitate, o mare răspîndire are obiectivul oglindă-lentilă. In fig. 17-45 este reprezentată schema sistemului optic care se întrebuinţează pentru cinescoapele de tip 6ЛК1Б. Un astfel de sistem are o distanţă focală de 10 cm şi o deschidere relativă 1 : 0,9; el asigură obţinerea imaginii cu dimensiunile de 0,9×1,2 m, cu o luminozitate suficientă pentru folosirea televizorului în încăperi întunecoase.

Elementele specifice ale televizorului cu proiecţie sînt: sistemul optic; sursa stabilizată de înaltă tensiune (25 kV), care are o rezistenţă internă mică; sistemul de alimentare a bobinei de focalizare magnetică a fasciculului, care necesită curent foarte constant şi schema de protecţie a cinescopului împotriva arderii ecranului în cazul întreruperii în blocul de baleiaj.

17-12. EXEMPLU DE CONSTRUCŢIE A SCHEMEI RECEPTORULUI DE TELEVIZIUNE

Ca exemplu se analizează schema de principiu a televizorului „Rubin 102" (fig. 17-46).

Partea de intrare a dispozitivului de recepţie este constituită dintr-un bloc separat unificat PTK (comutatorul canalelor de televiziune), în compunerea căruia intră amplificatorul de înaltă frecvenţă (cu dubla triodă T_1), mixerul cu o grilă (partea triodă a tubului T_2) şi oscilatorul local — (partea pentodă a tubului T_2). In blocul PTK se produce amplificarea semnalelor primite de la antenă şi transformarea acestora în semnale de frecvenţă intermediară. Blocul este prevăzut cu un comutator de canale sub formă de tambur. De la ieşirea blocului PTK, semnalele se aplică la intrarea unui amplificator de frecvenţă intermediară cu 4 etaje (pentodele T_3—T_6).

Amplificatorul de frecvenţă intermediară (AFI) foloseşte un filtru în T şi trei circuite oscilante simple. Frecvenţa intermediară a semnalelor imagine este de 34,25 MHz. Amplificatorul asigură o bandă de trecere egală cu 5,25 MHz pentru o atenuare a semnalelor de frecvenţă intermediară ale canalului de sunet de 35 dB; aceasta asigură o bună eliminare a modulaţiei sunetului din canalul semnalelor de imagine (o separare corespunzătoare între cele două canale) şi, în acelaşi timp, o tensiune suficientă a semnalelor de frecvenţă intermediară ale canalului de sunet la intrarea AFI. Banda de trecere a AFI se reglează în domeniul frecvenţelor înalte. Datorită acestui lucru se execută corecţia definiţiei imaginii.

Semnalele de frecvenţă intermediară ale imaginii se aplică detectorului video (dioda semiconductoare D_1). De pe sarcina detectorului video semnalul de imagine se aplică amplificatorului video (pentoda T_7). Caracteristicile de frecvenţă şi fază se corectează cu ajutorul bobinelor de şoc. Reglarea contrastului imaginii (reglarea amplificării receptorului) se execută prin variaţia mărimii reacţiei negative în amplificatorul video, cu ajutorul potenţiometrului din circuitul catodic al tubului. Această reglare asigură gama necesară de variaţie a amplificării (de 5—6 ori), cu o distorsionare neglijabilă a caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului video.

Semnalele de la ieşirea amplificatorului video se aplică între electrodul de comandă şi catodul tubului cato-

dic T_{23}. Luminozitatea tubului se reglează cu ajutorul potențiometrului (de pe acesta tensiunea continuă se aplică pe electrodul de comandă al tubului).

In canalul de imagine este întrebuințată schema RAA-cheie cu întîrziere, în care se folosește detectorul de

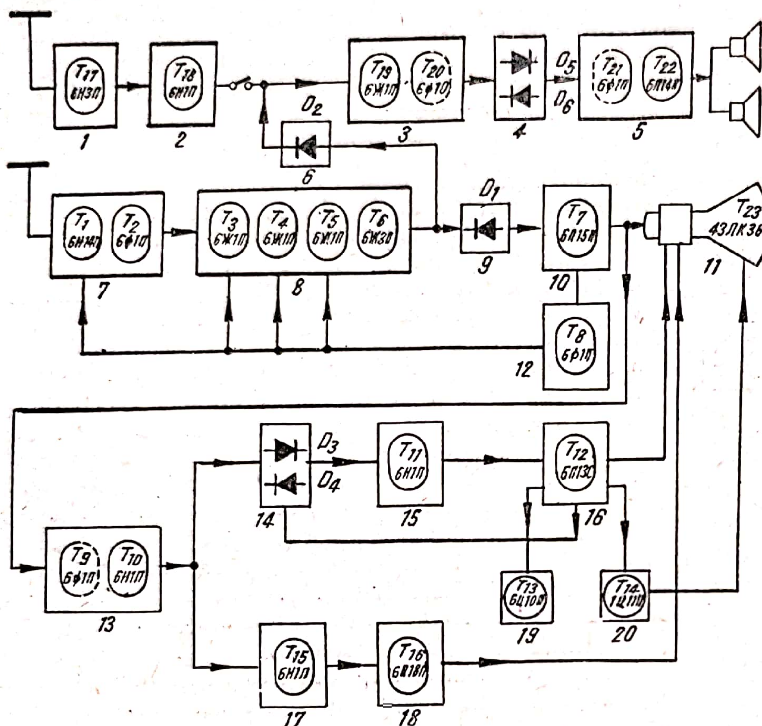


Fig. 17-46. Schema de principiu a televizorului „Rubin-102" :

1 — blocul UUS-MF ; *2* — etajul de amestec (mixer) ; *3* — AFI al canalului de sunet ; *4* — detectorul de frecvență ; *5* — AJF ; *6* — demodulatorul ; *7* — blocul PTK ; *8* — AFI al canalului video ; *9* — detectorul video ; *10* — amplificatorul video ; *11* — cinescopul ; *12* — RAA ; *13* — selectorul de amplitudine ; *14* — detectorul de fază ; *15* — generatorul de baleiaj de linii ; *16* — etajul de ieșire al baleiajului de linii ; *17* — generatorul baleiajului de cadre ; *18* — etajul de ieșire al baleiajului de cadre ; *19* — tampon ; *20* — redresorul de înaltă tensiune.

vîrf (partea triodă a tubului T_8). Tensiunea de comandă de pe acesta se aplică la primele trei etaje AFI (pentodele T_3—T_5) și la blocul PTK (dubla triodă T_1). Mărimea amplitudinii tensiunii de comandă este determinată de nivelul impulsurilor de sincronizare de linii. Constanta de timp a detectorului de vîrf, care este determinată de valoarea elementelor circuitului de filtrare, se alege destul de mare (2,5 s); datorită acestui fapt se micșorează esențial distorsiunile formei impulsurilor de blocare a semicadrelor din etajele AFI. Sistemul RAA este blocat de tensiunea negativă inițială. El intră în acțiune atunci cînd tensiunea semnalului la intrarea receptorului atinge 100 μV.

Tensiunea cu frecvența diferență (de interheterodinare) 6,5 MHz de pe demodulator (dioda semiconductoare D_2) se aplică la intrarea amplificatorului de frecvență intermediară al canalului de sunet. Semnalele cu frecvența 6,5 MHz sînt amplificate de două etaje (pentoda T_{19} și partea pentodă a tubului T_{20}) și detectate (cu diodele semiconductoare D_5 și D_6). Apoi, semnalele din canalul de sunet se aplică amplificatorului de joasă frecvență AJF (partea triodă a tubului T_{21} și tetroda cu fascicul dirijat T_{22}).

Pe partea triodă a tubului T_{18} este montat oscilatorul local, care generează o tensiune cu frecvența de 39 MHz; aceasta înlocuiește purtătoarea de imaginie în cazul recepției semnalelor stațiilor de radio cu MF. In cazul recepționării programelor de televiziune, acest oscilator local se deconectează.

Schema blocului de baleiaj de cadre cuprinde oscilatorul autoblocat (trioda tubului T_{15}) și etajul final (pentoda T_{16}), cu ieșire pe transformator. Pentru asigurarea unei bune liniarități a baleiajului de cadre, în schema etajului de ieșire se întrebuințează o reacție negativă reglabilă. In cazul variației dimensiunii rastrului pe verticală, în același timp variază și valoarea tensiunii de negativare pe grila tubului de ieșire, ceea ce asigură păstrarea liniarității baleiajului în cazul variației dimensiunii rastrului. In blocul de baleiaj de cadre se formează impulsuri negative, care se aplică pe electrodul de comandă al tubului catodic și produc stingerea acestui tub în timpul cursei inverse a baleiajului de cadru, indiferent de valoarea semnalului recepționat.

Schema blocului de baleiaj de linii cuprinde oscilatorul autoblocat (trioda tubului T_{11}), etajul final cu ieșirea prin autotransformator (tetroda cu fascicul dirijat T_{12}) și dioda de amortizare T_{13}. In schemă se folosește autotransformatorul de ieșire de tip TBC-Б cu miez de ferită. In etajul de ieșire (final) al generatorului de baleiaj de linii se creează înalta tensiune pentru alimentarea cinescopului (circa 14 kV) și tensiunea de 600 V, folosită pentru focalizarea fasciculului de electroni al cinescopului.

Impulsurile de sincronizare sînt scoase în evidență, din semnalul complex de televiziune, cu ajutorul selectorului de amplitudine (partea pentodă a tubului T_9 și partea triodă a tubului T_{10}). Separarea impulsurilor de sincronizare de cadre și de linii se realizează cu ajutorul circuitelor de integrare și de diferențiere. Impulsurile de sincronizare de cadre se separă cu ajutorul unui circuit de integrare, iar cele de linii — cu ajutorul unui circuit de diferențiere. In televizorul „Rubin-102" este întrebuințat sistemul de sincronizare cu inerție al baleiajului de linii, care asigură o stabilitate corespunzătoare la interferențe a sincronizării și prin aceasta permite mărirea sensibilității receptorului.

Schema reglării automate a frecvenței liniilor include detectorul de fază (diodele semiconductoare D_3 și D_4) și amplificatorul de curent continuu (trioda tubului T_{11}). Pe detectorul de fază se aplică impulsuri în formă de dinți de ferăstrău cu frecvența de linii produsă de generatorul de baleiaj și impulsurile de sincronizare de linii provenite de la circuitul de diferențiere. In cazul coincidenței fazelor impulsurilor de sincronizare și a celor în formă de dinți de ferăstrău, tensiunea rezultantă pe rezistențele de sarcină ale detectorului de fază va fi egală cu zero. In cazul existenței unui decalaj între fazele impulsurilor arătate mai sus, va apărea o tensiune de dezacord, care caracterizează atît mărimea cît și semnul deviației de frecvență a baleiajului de linii față de frecvența de repetiție a impulsurilor de sincronizare. Tensiunea de dezacord, amplificată de amplificatorul de curent continuu, se aplică în circuitul de grilă al oscilatorului autoblocat de linii și corectează frecvența acestuia. In circuitul grilei amplificatorului de curent continuu se întrebuințează filtre cu constante de timp mari, datorită cărui fapt în cazul acțiunii impulsurilor parazite de scurtă durată sincronizarea nu se strică.

17-13. PARAZIŢI ŞI INTERFERENŢE ÎN RECEPŢIA SEMNALELOR DE TELEVIZIUNE

Recepţia emisiunilor de televiziune este adeseori însoţită de paraziţi care pot să distorsioneze simţitor imaginea.

Ca surse de paraziţi de obicei sînt emiţătoarele de radio, oscilatoarele receptoarelor, aparatura medicală de înaltă frecvenţă, sistemele de aprindere ale motoarelor cu combustie internă, motoarele electrice cu colectoare şi generatoarele.

In afară de acestea, imaginile de televiziune pot fi distorsionate şi datorită semnalelor destul de puternice ale centrului de televiziune, reflectate de diferitele construcţii metalice (clădiri, macarale de construcţii etc.). Semnalele reflectate ajung la intrarea receptorului de televiziune cu o oarecare întîrziere faţă de semnalele directe. Datorită acestui lucru, pe ecranul cinescopului se formează o a doua imagine, decalată pe orizontală faţă de imaginea de bază. Mărimea decalajului este proporţională cu timpul de întîrziere a semnalelor reflectate faţă de semnalele directe. In cazul cînd intensitatea semnalelor reflectate este destul de mare, contururile celei de-a doua imagini îngreunează observarea imaginii de bază, înrăutăţind calitatea acesteia.

Semnalul de televiziune recepţionat poate fi distorsionat în mare măsură şi datorită modulaţiei încrucişate, ce apare ca urmare a neliniarităţii caracteristicii anod-grilă a tubului de intrare al receptorului de televiziune, în cazul acţiunii simultane asupra grilei de comandă a tubului atît a semnalelor utile cît şi a semnalelor parazite. Modulaţia încrucişată apare sub forma modulării semnalului util de către semnalul nedorit. In acest caz se formează frecvenţe de combinaţie, care se află în banda de trecere a receptorului. Gradul de distorsionare a semnalului de televiziune, datorită modulaţiei încrucişate, este proporţional cu pătratul tensiunii perturbatoare şi nu depinde de frecvenţa acesteia. Prin situarea punctului de funcţionare al tubului de intrare în porţiunea liniară a caracteristicii anod-grilă şi prin întrebuinţarea divizoarelor de tensiune, cuplate între antenă şi intrarea receptorului, distorsionarea semnalului de televiziune datorită modulaţiei încrucişate poate fi micşorată considerabil.

Lupta împotriva paraziţilor se duce atît în locul de apariţie al acestora cît şi la locul de recepţie.

Metodele de acţiune împotriva paraziţilor în locurile apariţiei acestora se reduc la înlăturarea cauzelor care generează semnalele parazite sau la slăbirea intensităţii acestora prin montarea de diferite filtre şi ecranarea surselor respective. La locurile de recepţie, pentru înlăturarea semnalelor parazite se pot folosi diferite scheme bazate pe selecţia spaţială, de amplitudine sau de frecvenţă. De exemplu, semnalele parazite al căror spectru de frecvenţă coincide cu spectrul semnalului de televiziune, sau este dispus în apropierea acestuia, pot fi slăbite cu ajutorul unor filtre de atenuare a zgomotelor.

In cazul cînd la locul de recepţie există semnale reflectate puternice, se întrebuinţează antene cu caracteristica de directivitate ascuţită, care asigură selecţia spaţială a semnalelor recepţionate. Astfel se realizează o atenuare considerabilă a intensităţii semnalelor reflectate.

Pentru slăbirea semnalelor parazite, al căror spectru de frecvenţă se află în apropierea spectrului semnalului de televiziune (spectrul semnalului de zgomot nu intră însă în banda de trecere a receptorului), se întrebuinţează aşa-numitele filtre de protecţie împotriva paraziţilor, care se cuplează între fiderul de antenă şi intrarea receptorului.

Cînd frecvenţa inferioară a spectrului de zgomot este mai mare decît frecvenţa superioară a spectrului semnalului de televiziune, pentru neutralizare se întrebuinţează filtre de protecţie de frecvenţe joase (tabela 17-6 şi 17-7).

Filtrele indicate în tabelele 17-6 şi 17-7 se recomandă în cazul cînd nivelul semnalului recepţionat este relativ slab, iar filtrele din tabelele 17-8 şi 17-9 se întrebuinţează în cazul cînd există rezervă de contrast a imaginii.

Filtrele trece-sus şi trece-jos se pot monta şi împreună (conectate în serie), dacă frecvenţele de zgomot se dispun pe ambele laturi ale spectrului semnalului de televiziune.

Pentru atenuarea semnalelor parazite de frecvenţe cuprinse în interiorul benzii de trecere a receptorului de televiziune şi care sînt depărtate de frecvenţa purtătoare a semnalului util recepţionat cu cel puţin 1—1,5 MHz, se întrebuinţează filtre opreşte-bandă, denumite şi filtre de rejecţie (tabela 17-10).

Reducerea paraziţilor cu ajutorul filtrelor de rejecţie este însoţită de tăierea unei părţi a spectrului de frecvenţă a semnalului de televiziune, însă în cazul unei alegeri corespunzătoare a parametrilor filtrului aceasta duce la o distorsionare neglijabilă a imaginii de televiziune. Calculul bobinelor filtrelor de protecţie împotriva zgomotelor

Tabela 17-6

Filtru de joasă frecvenţă (trece-jos) pentru slăbirea zgomotelor în cazul semnalelor slabe

Schema filtrului	Piesele filtrului	Canalele				
		Primul (frecvenţa filtrului—60 MHz)	Al doilea (frecvenţa filtrului—70 MHz)	Al treilea (frecvenţa filtrului—89,5 MHz)	Al patrulea (frecvenţa filtrului—98 MHz)	Al cincilea (frecvenţa filtrului—106,5 MHz)
	$C_1=C_5$, pF	18	16	24	13	10
	$C_2=C_4$, pF	70	62	47	43	39
	C_3, pF	21	18	14	13	12
	$L_1=L_4$, μH	0,308	0,264	0,206	0,188	0,173
	$L_2=L_3$, μH	0,261	0,223	0,174	0,159	0,146
	$L_5=L_7$, μH	0,26	0,222	0,174	0,159	0,146
	L_6, μH	0,297	0,254	0,198	0,181	0,167

Tabela 17-7

Filtru de joasă frecvență (trece-jos) pentru slăbirea zgomotelor în cazul semnalelor puternice

Schema filtrului	Piesele filtrului	Canalele: Primul (frecvența filtrului — 58 MHz)	Al doilea (frecvența filtrului—68 MHz)	Al treilea (frecvența filtrului — 79 MHz)	Al patrulea (frecvența filtrului — 93,5 MHz)	Al cincilea (frecvența filtrului — 102 MHz)
	$C_1=C_3$, pF	27	21	15	13	12
	C_2, pF	8	6	5	4	3,5
	$L_1=L_4$, µH	0,55	0,59	0,462	0,375	0,405
	$L_2=L_3$, µH	0,718	0,652	0,595	0,49	0,53
	L_5, µH	0,82	0,744	0,69	0,556	0,6

Tabela 17-8

Filtru de înaltă frecvență (trece-sus) pentru slăbirea zgomotelor în cazul semnalelor slabe

Schema filtrului	Piesele filtrului	Canalele: Primul (frecvența filtrului — 45,5 MHz)	Al doilea (frecvența filtrului — 54,5 MHz)	Al treilea (frecvența filtrului — 71,4 MHz)	Al patrulea (frecvența filtrului — 79 kHz)	Al cincilea (frecvența filtrului — 86,5 MHz)
	$C_1=C_4$, pF	30	25	20	18	16
	$C_2=C_3$, pF	36	30	23	20	18
	$C_5=C_7$, pF	36	30	23	20	19
	C_6, pF	32	26	20	18	16
	$L_1=L_5$, µH	0,486	0,406	0,31	0,28	0,256
	$L_2=L_4$, µH	0,131	0,11	0,083	0,076	0,069
	L_3, µH	0,43	0,36	0,274	0,248	0,228

Tabela 17-9

Filtru de înaltă frecvență (trece-sus) pentru slăbirea zgomotelor în cazul semnalelor puternice

Schema filtrului	Piesele filtrului	Canalele: Primul (frecvența filtrului — 47 MHz)	Al doilea (frecvența filtrului — 56,5 MHz)	Al treilea (frecvența filtrului — 74,5 MHz)	Al patrulea (frecvența filtrului — 82,5 MHz)	Al cincilea (frecvența filtrului — 90 MHz)
	$C_1=C_4$, pF	17	13	9	8	7
	$C_2=C_3$, pF	13	10	7	6	5
	C_5, pF	12	9	6	5	4,5
	$L_1=L_3$, µH	0,34	0,31	0,237	0,241	0,23
	L_2, µH	1,11	1,01	0,784	0,79	0,755

Tabela 17-10

Filtrul rejector

Schema filtrului	Piesele filtrului	Canalele: Primul	Al doilea	Al treilea	Al patrulea	Al cincilea
	L_1, µH	3	3	2	1,5	1,5
	L_2, µH	1	0,7	0,4	0,3	0,3
	C_1, pF	4	4	3	2	2
	C_2, pF	2—15	2—15	2—15	2—15	2—15
	C_3, pF	7—15	7—15	7—15	7—15	7—15

şi ale filtrelor de rejecţie de televiziune poate fi executat după graficul arătat în fig. 17-47.

Filtrele de televiziune pentru protecţia împotriva zgomotelor de orice natură se pot monta în cutii metalice, care în acelaşi timp joacă rol şi de ecran. În interiorul cutiei

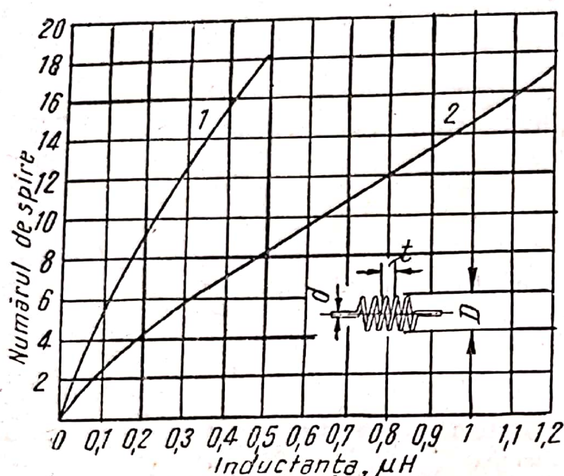


Fig. 17-47. Graficul pentru calculul bobinelor filtrelor de protecţie împotriva zgomotelor :
1 – pentru D=6 mm ; d=0,5 mm ; t=0,8 mm ; 2 – pentru D=10 mm ; d=0,8 mm ; t=1,2 mm.

se montează o placă de pertinax sau de metal, pe care sînt dispuse elementele filtrului. Intrarea şi ieşirea filtrului se termină prin bucşe de trecere care se montează pe pereţii metalici ai ecranului.

La locurile de recepţie situate în apropierea centrelor emiţătoare de televiziune intensitatea semnalului poate fi atît de mare, încît aceasta constituie cauza diferitelor genuri de distorsiuni ale imaginii recepţionate şi în primul rînd datorită modulaţiei încrucişate. Pentru atenuarea semnalului la intrarea receptorului se întrebuinţează divizoarele de tensiune. Schema de principiu a unui divizor este reprezentată în fig. 17-48. Tabela 17-11 conţine date referitoare la divizoarele de tensiune fabricate de industria sovietică.

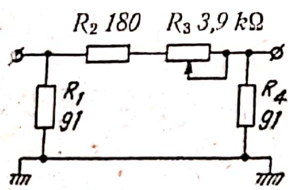


Fig. 17-48. Schema divizorului de tensiune.

Alte distorsiuni adeseori întîlnite la imaginile de televiziune sînt constituite din aşa-numita „spălăcire" a imaginii, care constă în faptul că nu există limite precise de demarcaţie între părţile întunecoase şi părţile luminoase, pe direcţia liniilor. În acest caz, în partea din dreapta a obiectelor negre apar „cozi". Cauza acestor distorsiuni poate fi o amplificare prea mare în domeniul frecvenţelor joase în amplificatorul video.

Se observă de asemenea distorsiuni sub formă de „conturări", care constau în faptul că limitele dintre negru şi alb sînt prea accentuate (ca şi cum ar fi conturate de linii albe). Acest fel de distorsiuni este legat în parte de metoda de modulaţie (folosirea unei benzi laterale), cînd în cazul modulaţiei profunde apar distorsiuni de fază. Aceste distorsiuni de fază de obicei se corectează în aparatura de emisie, însă compensarea completă a lor prezintă greutăţi destul de mari. Aceste distorsiuni au loc mai ales în amplificatorul de frecvenţă intermediară al receptorului, în cazul unei caracteristici de frecvenţă prea abrupte şi al unui front posterior nesimetric al acesteia în domeniul de dispunere a frecvenţei purtătoare.

Adeseori pe ecranul televizorului apar mai multe contururi, ceea ce se poate observa în cazul dezacordării cablului de antenă (înspre partea antenei).

Cîteodată se observă suprapunerea pe imagine a unor puncte întunecoase şi luminoase care clipesc haotic. În acest caz imaginea se vede ca şi cum ar fi privită printr-un strat de fulgi de zăpadă. Acest fenomen apare în cazul unui semnal slab la intrare, cînd tensiunea zgomotelor proprii ale receptorului este de acelaşi ordin de mărime cu semnalul util.

17-14. DISPOZITIVE INDUSTRIALE DE TELEVIZIUNE

În economia naţională capătă o răspîndire din ce în ce mai largă sistemele portabile de televiziune, care fac parte din clasa aşa-numitelor dispozitive industriale de televiziune (DIT). Aceste dispozitive se folosesc în diferitele ramuri ale industriei pentru supravegherea proceselor de producţie, în transporturile pe calea ferată, în lucrările de construcţie etc.

În dispozitivele industriale de televiziune legătura dintre camera de emisie şi dispozitivul de recepţie se execută cu ajutorul unui cablu a cărui lungime poate atinge cîteva sute de metri.

Schemele celor mai simple DIT pot fi folosite de amatorii de radio pentru construirea aparaturii de televiziune.

În fig. 17-49 este reprezentată schema de principiu a dispozitivului industrial de televiziune de tip ПТУ-0-М. Principalele elemente ale dispozitivului sînt: camera de transmisie şi receptorul de televiziune, legate printr-un cablu lung de 100 m.

În camera de transmisie se află tubul emiţător cu fotorezistenţă. Simplitatea construcţiei şi dimensiunile mici ale tubului emiţător permit crearea unei camere cu o construcţie uşoară (greutate 4 kg, iar dimensiunile: 105×320×165 mm).

Semnalul video de la tubul emiţător se aplică preamplificatorului dispus în dispozitivul receptorului video. Imaginea se observă pe ecranul tubului catodic de tip 35ЛК2Б.

Tabela 17-11

Divizoare de tensiune

Parametrii	Tipul difuzorului							
	ДН-1	ДН-2	ДН-3	ДН-4	ДН-5	ДН-6	ДН-7	ДН-8
Atenuarea, dB	5	10	15	20	25	30	35	40
Raportul $U_{int}/U_{ieş}$	1,78	3,16	5,63	10	17,8	31,6	56,2	100

Blocul de baleiaj include generatoarele autoblocate şi etajele de ieşire ale baleiajelor de cadre şi de linii, care sînt comune atît pentru camera de emisie cît şi pentru dispozitivul de videorecepţie. Curenţii în formă de dinţi de

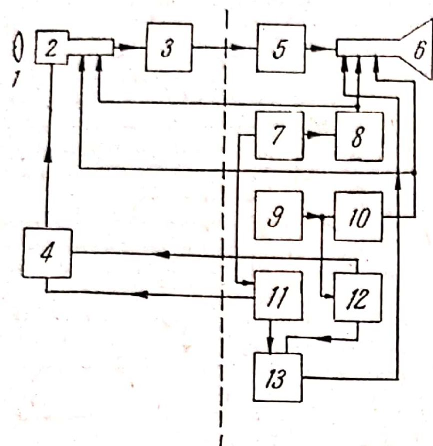


Fig. 17-49. Schema de principiu a DIT: 1 — obiectiv; 2 — tubul emiţător; 3 — preamplificator; 4 — amestecătorul impulsurilor de blocare; 5 — amplificatorul video; 6 — tubul de recepţie; 7 — generatorul autoblocat al baleiajului de cadre; 8 — etajul de ieşire al baleiajului de cadre; 9 — generatorul autoblocat al baleiajului de linii; 10 — etajul de ieşire al baleiajului de linii; 11 — schema de formare a impulsurilor de blocare de cadre; 12 — schema de formare a impulsurilor de blocare de linii; 13 — amestecătorul impulsurilor de blocare.

ferăstrău pentru baleiajele de linii şi de cadre se transmit la sistemul de deflexie al tubului emiţător prin cablu. În schemă este prevăzută de asemenea formarea impulsurilor de stingere atît pentru tubul de emisie cît şi pentru cel de recepţie.

Alimentarea tuturor etajelor dispozitivului cu tensiune de filament şi anod se face de la un bloc de alimentare care este situat în dispozitivul de videorecepţie. Înalta tensiune pentru anodul cinescopului se aplică de la redresorul de înaltă tensiune legat cu blocul baleiajului de linii.

Toate dispozitivele de reglare ale camerei de emisie şi ale videoreceptorului care se folosesc în procesul de exploatare a aparatului sînt scoase pe panoul din faţă al DIT-ului. Acestea permit să se execute următoarele operaţii: 1) reglarea curentului fasciculului electronic al tubului emiţător şi focalizarea acestuia, precum şi centrarea fasciculului pe linii şi cadre; 2) reglarea contrastului imaginii; 3) obţinerea liniarităţii imaginii pe verticală şi pe orizontală; 4) reglarea dimensiunii imaginii pe verticală şi pe orizontală; 5) obţinerea luminozităţii şi focalizării necesare a imaginii pe ecranul tubului de recepţie.

Dispozitivul de tip ПТУ-ОМ se caracterizează prin următoarele date: baleiaj progresiv, frecvenţa cadrelor 50 Hz; frecvenţa baleiajului de cadre sincronizată cu frecvenţa reţelei de curent alternativ 50 Hz; definiţia — 400 de linii pe orizontală şi 300 de linii pe verticală (se pot deosebi cel puţin 5 gradaţiuni de luminozitate).

În dispozitivul modernizat de tip ПТУ-ОМ-1 lungimea cablului este de 200 m şi se asigură posibilitatea comenzii de la distanţă a capului optic de la camera de emisie (schimbarea obiectivului, focalizarea şi diafragma).

Principalele date ale diferitelor dispozitive industriale de televiziune sînt indicate în tabela 17-12.

Tabela 17-12

Principalele caracteristici ale dispozitivelor industriale de televiziune

Caracteristicile de bază	Tipul ПТУ				
	ПТУ-ОМ1	ПТУ-2М	ПТУ-4	ПТУ-3	ПТУ-5 [1]
Gradul de iluminare necesar (la intrarea tubului emiţător), lx	250	250	250	30	30
Tipul tubului emiţător	Cu fotorezistenţă	Superorticon	Superorticon	Superorticon	Superorticon
Felul baleiajului	Progresiv	Întreţesut	Întreţesut	Întreţesut	Întreţesut
Definiţia pe orizontală	450	500	500	550	450
Puterea consumată de la reţeaua electrică de 220 V—50 Hz, W	200	350	500	1500	500
Lungimea cablului, m	250	1000	1000	300	350
Dimensiunile camerei de emisie, mm	140×140×220	140×140×220	140×140×220	280×330×700	⌀140×570
Greutatea camerei de emisie, kg	4,5	4,5	4,5	40	34 (în batisferă cu sursă de lumină)

[1] Dispozitivul ПТУ-5 se dispune într-o batisferă şi se întrebuinţează pentru observaţii de televiziune sub apă.

17-15. PROCEDEE DE MĂSURARE A PARAMETRILOR ŞI ACORDUL APARATURII DE TELEVIZIUNE

Indicii calitativi ai televizorului pot fi apreciaţi printr-un procedeu simplu, folosind imaginea de control de televiziune (mira) tip 0249 (fig. 17-50).

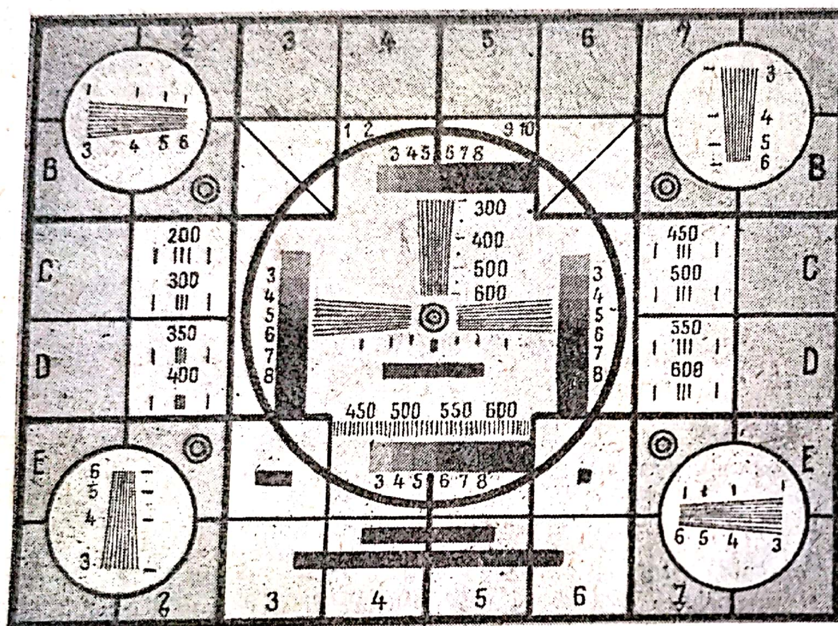


Fig. 17-50. Imaginea de control.

Determinarea numărului de gradaţii de luminozitate (semitonuri) se execută după fîşiile dispuse în cercul mare al mirei. Fiecare fîşie se compune din 10 dreptunghiuri cu trecere în trepte de la alb spre negru. Numărul de dreptunghiuri care se pot distinge în fîşiile de gradaţiune indică cantitatea semitonurilor reprezentate.

Definiţia în centrul imaginii se determină după liniile verticale şi orizontale dispuse în cercul central al mirei. In prealabil este necesar să se stabilească focalizarea, iar cu ajutorul butoanelor de reglare a luminozităţii şi contrastului să se obţină o distincţie clară a cel puţin 6—7 gradaţiuni de luminozitate.

Definiţia pe orizontală se apreciază după desimea liniilor verticale, iar definiţia pe verticală, după desimea liniilor orizontale.

Definiţia imaginii (în linii) se stabileşte după notaţiile de lîngă liniile care au cifrele 300, 400, 500 şi 600 şi se citeşte pe acea gradaţiune în dreptul căreia liniile negre şi albe încetează de a fi vizibile separat.

Pentru determinarea amănunţită a definiţiei pe orizontală servesc grupele de linii verticale paralele din partea de jos a cercului central, notate cu cifrele 450, 500, 550 şi 600. In acelaşi scop servesc şi liniile verticale scurte dispuse în careurile C-2; D-2; C-7 şi D-7.

Definiţia imaginii pe marginea ecranului se determină după liniile verticale şi orizontale notate cu cifrele 3, 4, 5 şi 6 (în loc de 300, 400 etc.), desenate în cercurile din colţurile tabelei.

Verificarea formei fasciculului electronic în planul ecranului se execută cu ajutorul cercurilor concentrice de diametru mic, aflate în centrul mirei în careurile B-2, E-2, B-7 şi E-7. In cazul lipsei astigmatismului, cînd secţiunea fasciculului are forma corectă, rotundă, grosimea liniei este aceeaşi pe tot cercul.

Liniile diagonale subţiri din careurile B-3 şi B-6 permit să se determine precizia sincronizării baleiajului întreţesut. In cazul cînd există o deplasare relativă (dedublare) a liniilor, se observă zimţuri pe diagonale, iar capetele liniilor orizontale din centrul mirei încep să se deformeze sub formă de evantai (în sus şi în jos).

In cazul înrăutăţirii liniarităţii blocului de baleiaj, dimensiunile pătratelor în care este împărţită mira de control nu mai sînt egale pe toată suprafaţa acesteia, pătratele transformîndu-se în dreptunghiuri. In afară de aceasta, se observă distorsionarea formei cercului mare din centru şi a cercurilor de pe marginile mirei.

Pentru calculul neliniarităţii pe orizontală se folosesc careurile C-2 şi C-7 sau D-2 şi D-7, iar pentru neliniaritatea pe verticală — careurile B-2 şi E-2 sau B-7 şi E-7. Neliniaritatea H se calculează cu formula:

$$H=2\,\frac{l_{max}-l_{min}}{l_{max}+l_{min}}\,100,$$

în care l_{max} şi l_{min} sînt dimensiunile maximă şi respectiv minimă a laturilor pătratelor.

Existenţa distorsiunilor de frecvenţă şi de fază în lanţul de televiziune la frecvenţe relativ joase se poate determina după dreptunghiurile negre din careurile tabelei E-3 şi E-6 sau F-3, F-4, F-5 şi F-6, precum şi în cercul central.

In cazul distorsiunilor în domeniul frecvenţelor joase, se observă „spălăcirea" şi „conturarea", iar în cazul distorsiunilor în domeniul frecvenţelor înalte, se înrăutăţeşte claritatea şi apar linii mici repetate.

Aparate întrebuinţate pentru verificarea şi acordul televizoarelor

Din complexul aparatelor pentru depanarea televizoarelor, pentru verificarea caracteristicilor de bază şi acordul acestora fac parte: avometrul, generatorul de semnal, osciloigraful, vobulatorul şi voltmetrul electronic.

Avometrul este un aparat universal cu ajutorul căruia pot fi măsurate tensiunile continue şi alternative, curentul continuu şi rezistenţa. Actualmente, cele mai răspîndite tipuri de avometre sînt TT-1 şi AVO-5 M. Voltmetrul din cadrul avometrului trebuie să aibă rezistenţa de intrare cît mai mare (cel puţin 5—10 kΩ/V). In legătură cu aceasta este de dorit să se întrebuinţeze avometrul AVO-5 M, care are rezistenţa de intrare de 20 kΩ/1 V al scalei.

Generatorul de semnal este aparatul care se întrebuinţează la verificarea şi corectarea caracteristicilor de frecvenţă şi a sensibilităţii părţii de recepţie a televizoarelor. Pentru verificarea şi reglarea AIF şi AFI sînt necesare generatoare de semnale standard, cu gama de frecvenţe

cuprinsă între 10 şi 200 MHz (tip СГ-1 sau ГСС-17). Pentru verificarea amplificatorului video al canalului de imagine se pot întrebuinţa generatoare cu gama de frecvenţe cuprinsă între 100 kHz şi 10 MHz (tip ГСС-6).

AJF al canalului de sunet se verifică cu ajutorul generatoarele de joasă frecvenţă, cu gama de frecvenţe cuprinsă între 20 şi 10 000 Hz.

Oscilografele se folosesc pentru verificarea şi acordul televizoarelor, pentru controlul formei şi parametrilor impulsurilor de tensiune în diferitele puncte ale schemei. Amplificatorul de deviaţie verticală a oscilografului trebuie să aibă o bandă de trecere relativ largă (50—200 000 Hz) şi o rezistenţă de intrare suficient de mare (cel puţin 1 MΩ). Aceşti parametri ai amplificatorului determină precizia reproducerii pe ecranul oscilografului a semnalelor în impulsuri analizate.

Vobulatorul (generatorul de înaltă frecvenţă cu frecvenţă variabilă) asigură posibilitatea observării nemijlocite pe ecranul tubului catodic a formei caracteristicii de frecvenţă a etajului analizat.

In fig. 17-51 este reprezentată schema de principiu a vobulatorului, care din punct de vedere constructiv este executat împreună cu oscilograful. Principiul de funcţionare a aparatului constă în aceea că la intrarea dispozitivului cercetat se aplică un semnal de înaltă frecvenţă cu MF cu tensiunea în formă de dinţi de ferăstrău de la generatorul de baleiaj al oscilografului. Variaţia frecvenţei generatorului de oscilaţii de înaltă frecvenţă şi baleiajul fasciculului în tubul catodic al oscilografului au loc sincron şi în fază. De aceea, dacă tensiunea studiată după detectare şi amplificare se aplică oscilografului, pe ecranul acestuia se poate observa caracteristica de frecvenţă a etajului analizat.

Generatorul de marcaj al scalei serveşte pentru marcarea axei frecvenţelor aparatului sub formă de impulsuri, distanţate între ele cu 1 MHz. Frecvenţa f_0, variabilă după o anumită lege de o parte şi de alta a valorii centrale, cu cantitatea f, se numeşte frecvenţa medie a vobulatorului. Frecvenţa medie se alege în funcţie de proprietăţile de frecvenţă ale etajului cercetat. Astfel, de exemplu, pentru obţinerea caracteristicii de frecvenţă a AFI, f_0 se alege egală

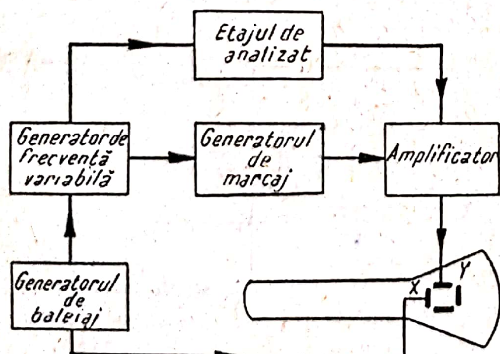


Fig. 17-51. Schema funcţională a vobulatorului.

cu frecvenţa intermediară. In cazul cînd se cercetează amplificatorul video, f_0 se alege egală (sau ceva mai mare) cu o frecvenţă situată la jumătatea caracteristicii presupuse de frecvenţă a amplificatorului. Deviaţia de frecvenţă Δf se alege ţinînd seama de banda presupusă de trecere a etajului studiat.

Vobulatoarele cele mai răspîndite sînt aşa-numitele aparate pentru acordul televizoarelor (ПТН) de diferite tipuri (ПТН-2, ПТН-3М). Ridicarea caracteristicilor de frecvenţă cu ajutorul vobulatoarelor se execută mai rapid şi mai simplu decît cu ajutorul generatorului de semnale. Avantajele vobulatoarelor sînt evidente mai ales la corectarea caracteristicilor de frecvenţă, deoarece în acest caz se poate constata direct influenţa diferitelor elemente ale schemei asupra formei caracteristicii de frecvenţă a dispozitivului cercetat.

Verificarea şi acordul televizorului

Calitatea imaginii de televiziune şi a canalului de sunet sînt determinate de mai multe caracteristici şi parametri a televizorului. Principalele caracteristici sînt: banda de trecere a părţii de recepţie a televizorului pe canalul de imagine şi de sunet, sensibilitatea pe ambele canale, liniaritatea baleiajului şi distorsiunile geometrice a rastrului.

La verificarea şi acordarea televizorului se caută să se îmbunătăţească la maximum caracteristicile indicate mai sus, pentru a asigura o bună calitate a imaginii şi sunetului reprodus.

Caracteristica de frecvenţă a oricărui lanţ de recepţie este determinată de caracteristicile de frecvenţă ale diferitelor etaje din compunerea lanţului respectiv. Deci, pentru obţinerea caracteristicii de frecvenţă a canalului de imagine al receptorului este necesar să se ridice caracteristicile de frecvenţă ale amplificatorului video, AFI şi AIF. Similar, se ridică caracteristica de frecvenţă a canalului de sunet.

Ridicarea caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului video. La ridicarea caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului video se foloseşte generatorul de semnal standard tip ГСС-6.

Tensiunea obţinută de la ieşirea de 1 V a generatorului se aplică printr-o rezistenţă de 2—3 kΩ pe sarcina detectorului video (la detectorul cu diodă); în acest caz, detectorul se deconectează. Modulaţia generatorului de semnal de asemenea se deconectează. Ca indicator de ieşire poate servi un voltmetru electronic, cuplat la electrodul modulator al tubului printr-un condensator cu o capacitate de 5—10 pF. Generatorul de semnal se acordează pe frecvenţa 100 kHz; în acest caz, tensiunea de ieşire a acestuia se alege astfel încît tensiunea la ieşirea amplificatorului video să fie de 3—5 V. Menţinînd constantă mărimea semnalului la intrarea amplificatorului video şi variind frecvenţa acestuia se notează indicaţiile unui voltmetru montat la ieşire, pentru frecvenţele de 100, 500, 1000 kHz şi apoi din 500 în 500 kHz pînă cînd valorile la voltmetrul de ieşire scad cu 50% faţă de valoarea arătată pe frecvenţele medii ale benzii de trecere a amplificatorului video (1—2 MHz).

Cu datele obţinute experimental se construieşte graficul caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului video. Corecţia caracteristicii de frecvenţă se execută prin alegerea corespunzătoare a inductanţei bobinelor de corecţie, a rezistenţelor de şuntare şi a rezistenţelor de sarcină.

Ridicarea caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului de frecvenţă intermediară din canalul video. Frecvenţa intermediară a canalului video, egală cu diferenţa dintre frecvenţa oscilatorului local al receptorului şi frecvenţa purtătoare de imagine, la majoritatea televizoarelor moderne este egală cu 34,25 MHz. De aceea, pentru ridicarea caracteristicii de frecvenţă a AFI se alege un generator de semnale care funcţionează în gama respectivă. Un astfel de generator este cel de tip ГСС-17 sau СГ-1.

Intrarea generatorului de semnal se cuplează, printr-un condensator de 50—100 pF, cu grila de comandă a tubului de amestec. În prealabil, grila tubului se deconectează de la circuitul oscilant şi se leagă la masă printr-o rezistenţă de 5—10 kΩ.

Ridicarea caracteristicii de frecvenţă a AFI se execută cu oscilatorul local blocat (se scoate tubul oscilator sau se deconectează tensiunea de alimentare anodică).

În calitate de indicator de ieşire se poate folosi un voltmetru de curent continuu conectat pe sarcina detectorului video sau un voltmetru de curent alternativ conectat la ieşirea amplificatorului video (pe electrodul de modulaţie al cinescopului), printr-un condensator cu o capacitate de 1000 pF. Cînd se foloseşte primul tip de indicator pentru ridicarea caracteristicii de frecvenţă, la intrarea AFI se poate aplica tensiunea nemodulată. Dacă se foloseşte al doilea tip de indicator de ieşire, este necesar să se aplice semnalul modulat.

Ridicarea caracteristicii de frecvenţă a AFI se execută în modul următor: generatorul de semnale se acordează pe frecvenţa intermediară a canalului video. Gradul de modulaţie se stabileşte egal cu 30%. Valoarea tensiunii de ieşire a generatorului, pentru a evita limitarea semnalului, se alege cît se poate mai mică însă în aşa fel încît să se obţină indicaţii vizibile la voltmetrul de ieşire. Indicatorul trebuie folosit pe scara minimă de măsurare.

Variind frecvenţa generatorului de semnale (micşorînd-o de la valoarea frecvenţei intermediare din 0,5—1 MHz pînă la 27 MHz) şi menţinînd constantă tensiunea de ieşire a acestuia, se notează indicaţiile voltmetrului. Cu rezultatele măsurătorilor se construieşte caracteristica de frecvenţă a AFI al canalului video.

Caracteristica de frecvenţă a amplificatorului de frecvenţă intermediară al canalului video poate fi ridicată şi cu ajutorul vobulatorului (de tip ПНТ-2 sau ПНТ-3М).

Tensiunea de la ieşirea vobulatorului se aplică pe grila de comandă a tubului de amestec, la fel ca la ridicarea caracteristicii de frecvenţă a AFI cînd se foloseşte generatorul de semnale. Intrarea vobulatorului (intrarea oscilografului) se conectează pe sarcina detectorului. Frecvenţa medie şi deviaţia ei trebuie alese astfel încît să se acopere gama de frecvenţe în limitele de la 27 la 35 MHz. În acest caz, pe ecranul oscilografului se observă caracteristica de frecvenţă a AFI.

În scopul excluderii posibilităţii limitării semnalului, ceea ce ar duce la distorsionarea caracteristicii de frecvenţă, se recomandă să se aleagă tensiunea de ieşire a vobulatorului cît mai mică.

Ridicarea caracteristicii de frecvenţă a lanţului de înaltă frecvenţă al canalului de imagine (AIF şi AFI). În cazul ridicării caracteristicii de frecvenţă rezultante a etajelor AIF şi AFI ale canalului de imagine, generatorul de semnal se cuplează la intrarea receptorului, iar indicatorul de ieşire se conectează printr-un condensator de 10 000—20 000 pF la electrodul de modulaţie al cinescopului. În calitate de indicator se poate folosi orice oscilograf electronic cu scală gradată pe ecran. Gradul de modulaţie al semnalului de înaltă frecvenţă al generatorului se stabileşte la 30%. Variind frecvenţa de acord a generatorului (mărind-o de la frecvenţa purtătoare a semnalului din 0,5—1 MHz în 0,5—1 MHz) şi menţinînd constantă tensiunea de ieşire a acestuia, se ridică caracteristica de frecvenţă totală a AIF şi AFI.

Din caracteristica de frecvenţă rezultantă şi caracteristica de frecvenţă a AFI ridicată anterior se construieşte caracteristica AIF.

Verificarea caracteristicii de frecvenţă a canalului de sunet. Caracteristica detectorului de frecvenţă se determină prin acordul circuitelor oscilante de la intrarea detectorului şi prin identitatea braţelor din schema detectorului. Pentru detectarea oscilaţiilor modulate în frecvenţă din canalul de sunet al televizoarelor se folosesc două tipuri de detectoare de frecvenţă: discriminatorul şi detectorul de raport. Procedeele de acord ale detectoarelor de mai sus diferă întrucîtva între ele.

În cazul acordării discriminatorului, generatorul de semnal se cuplează la intrarea etajului de limitare (circuitul oscilant din grila de comandă a tubului se decuplează) situat înaintea discriminatorului şi se acordează pe frecvenţa intermediară a canalului de sunet. Dacă etajele AIF şi AFI ale receptorului sînt acordate, pentru acordul discriminatorului, generatorul de semnale se poate cupla la intrarea receptorului, acordîndu-le corespunzător pe frecvenţa purtătoare a canalului de sunet.

În cazul aplicării semnalului la intrarea limitatorului, se alege pentru tensiunea de ieşire a generatorului de semnal valoarea maximă. Ca indicator de ieşire se foloseşte un voltmetru cu rezistenţă de intrare mare (preferabil un voltmetru electronic) de curent continuu, cu scala de 1—3 V.

Acordul discriminatorului se execută în ordinea următoare: indicatorul de ieşire se cuplează între punctul *2* şi masă (fig. 17-52); se acordează circuitul oscilant L_1C_1 după indicaţia maximă a voltmetrului de ieşire. După aceasta, indicatorul se conectează între punctul *1* şi masă şi se acordează circuitul oscilant L_2C_2 după indicaţiile minime ale voltmetrului. Operaţiile indicate se repetă de cîteva ori în scopul de a se obţine indicaţii maxime la voltmetru, în primul caz, şi minime, în cazul al doilea.

Pentru controlul acordului discriminatorului se cuplează modulaţia internă a generatorului de semnal. În acest caz, deviaţia de frecvenţă dintre frecvenţa semnalului de intrare al discriminatorului şi frecvenţa purtătoare a canalului de sunet va fi însoţită de apariţia în difuzor a semnalelor modulatoare. La un acord exact pe frecvenţa intermediară a canalului de sunet, aceste semnale trebuie să dispară.

După acordul discriminatorului se poate ridica caracteristica de frecvenţă a acestuia. Pentru aceasta, indicatorul de ieşire (voltmetru de curent continuu cu scala de 1—3 V) se conectează pe sarcina discriminatorului. Variind frecvenţa

Fig. 17-52. Schema pentru acordul discriminatorului.

semnalului de intrare din 50—100 kHz în 50—100 kHz se ridică caracteristica de frecvenţă a discriminatorului.

În cazul acordului detectorului de raport, generatorul de semnale se cuplează între punctul *1* şi masă (fig. 17-53).

Prin acordarea circuitului L_1C_1 se obţine maximum la indicator. Apoi, prin cuplarea corespunzătoare a rezistenţelor suplimentare R_2 şi R_3 ($R_1 = R_2 > 5R_1$) se formează punctul suplimentar de simetrie *2*. Indicatorul de ieşire se conectează între punctele *1* şi *2* şi prin acordarea circuitului

oscilant L_2C_2 se caută să se obțină indicațiile minime la indicator.

Caracteristica de frecvență, atît pentru discriminator cît și pentru detectorul de raport, poate fi ridicată și cu ajutorul vobulatorului. Pentru aceasta, de la ieșirea vobulatorului, semnalul se aplică printr-un condensator

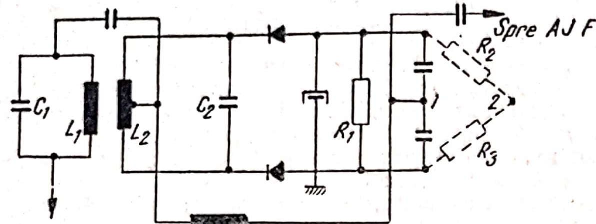


Fig. 17-53. Schema pentru acordul detectorului de raport.

de 500—1000 pF la intrarea limitatorului, iar intrarea vobulatorului se conectează la sarcina detectorului de frecvență (punctul de aplicare al semnalului la amplificatorul de frecvență intermediară) sau la ieșirea amplificatorului de joasă frecvență.

Ca frecvență medie a vobulatorului se alege frecvența intermediară a canalului de sunet (27,75 MHz), iar deviația se ia egală cu ±1 MHz. Prin reglarea corespunzătoare a tensiunii de ieșire a vobulatorului și a coeficientului de amplificare al oscilografului se obține oscilograma caracteristicii detectorului de frecvență.

În cazul acordării amplificatorului de frecvență intermediară al canalului de sunet, ieșirea generatorului de semnal se cuplează la grila de comandă a tubului de amestec, la fel ca în cazul ridicării caracteristicii de frecvență a amplificatorului de frecvență intermediară pentru canalul video. Generatorul se acordează pe frecvența intermediară a canalului de sunet. Indicatorul de ieșire (voltmetrul de curent continuu cu scala 0—10 V) se cuplează în paralel pe rezistența de grilă a tubului limitator, dacă detectorul servește ca discriminator, sau între punctul *2* și masă (fig. 17-53), dacă se folosește detectorul de raport.

Valoarea tensiunii de ieșire (nemodulate) a generatorului de semnal se alege astfel încît să se obțină o deviație vizibilă a acului indicatorului montat la ieșire. Prin acordarea circuitelor amplificatorului de frecvență intermediară se urmărește obținerea valorii maxime la indicatorul de ieșire.

Caracteristica de frecvență a amplificatorului de frecvență intermediară pentru canalul de sunet, de obicei, nu interesează. Se verifică doar banda de trecere a acestui lanț, în modul următor: după acord, frecvența generatorului se variază într-o parte și în alta pînă cînd indicatorul de ieșire își micșorează de două ori indicația în comparație cu valoarea maximă. Deviația de frecvență, citită pe scala generatorului de semnal, determină lărgimea benzii amplificatorului de frecvență intermediară al canalului de sunet.

Dacă amplificarea semnalelor canalului de sunet se face pe frecvența diferență (frecvența de interheterodinare) de 6,5 MHz, atunci generatorul de semnal cu ajutorul căruia se execută acordul canalului de sunet se cuplează la sarcina detectorului video printr-un condensator de 100—200 pF și se acordează pe frecvența de 6,5 MHz.

Circuitele oscilante ale canalului de amplificare a semnalelor sonore și ale detectorului de frecvență se acordează pe frecvența de 6,5 MHz, prin procedeul descris mai sus.

Concordanța acordului canalelor de imagine și de sunet. Necesitatea concordanței acordului canalelor de imagine și de sunet apare de obicei la televizoarele cu două canale. În cazul amplificării semnalelor de sunet pe frecvența de 6,5 MHz, necesitatea concordanței apare numai atunci cînd acordul a fost efectuat pe o frecvență diferență luată din eroare diferită de 6,5 MHz.

În televizoarele cu 2 canale concordanța se face mai simplu prin acordarea circuitelor amplificatorului de frecvență intermediară și ale detectorului de frecvență al canalului de sunet, după semnalele centrului de televiziune. Prin acordarea oscilatorului receptorului este necesar să se obțină calitatea optimă a imaginii în ceea ce privește claritatea și numărul maxim de gradații pe luminozitate ce se pot deosebi. Indicatorul de ieșire se cuplează în paralel cu rezistența de grilă a tubului limitator sau, în cazul cînd se folosește în schemă detectorul de raport, între punctul *1* și masă (fig. 17-53).

Acordarea circuitelor oscilante ale amplificatorului de frecvență intermediară se execută după deviația maximă a acului indicatorului de ieșire. În continuare, se acordează detectorul de frecvență printr-unul din procedeele descrise anterior.

Măsurarea sensibilității receptorului de televiziune pe canalul de imagine. Măsurarea sensibilității canalului de imagine din receptorul de televiziune cu canale separate (pentru semnalele de sunet și de imagine) se execută în felul următor. La ieșirea receptorului se cuplează generatorul de semnal de tip СГ-1. Dacă rezistența de intrare a receptorului și rezistența de ieșire a generatorului de semnal (75 Ω) sînt egale, cuplarea se poate face direct. În cazul cînd cele două rezistențe sînt de valori diferite, cuplarea intrării receptorului cu ieșirea generatorului de semnale trebuie să se facă printr-o rezistență de adaptare.

Indicatorul de ieșire (voltmetrul electronic) se cuplează cu unul dintre capete la electrodul modulator al cinescopului, printr-un condensator de 1000 pF, iar cu celălalt capăt — la masa televizorului.

Înaintea măsurării sensibilității canalului de imagine, frecvența de ieșire a semnalului generatorului СГ-1 se alege egală cu frecvența purtătoarei semnalelor canalului de sunet (cu gradul de modulație de 0,55). Apoi, heterodina receptorului se acordează astfel încît să dispară audiția semnalelor de modulație. După aceasta generatorul de semnal se acordează pe frecvența purtătoare a semnalelor de imagine.

Alegînd tensiunea de ieșire a generatorului de semnal (în cazul modulației de 0,55), este necesar să se aducă indicația aparatului de ieșire pînă la 10 V, avînd în acest caz reglajul de contrast (amplificare) la maximum. Sensibilitatea televizorului este determinată de raportul dintre valoarea tensiunii de la ieșirea generatorului de semnal și coeficientul k (care ia în considerare necorespondența rezistenței de ieșire a generatorului cu rezistența de intrare a receptorului). La televizoarele cu intrarea pe transformator și cu rezistența de intrare a receptorului de 75 Ω („Avangard", „Temp") coeficientul $k=1$. La televizoarele cu intrarea aperiodică și cu rezistența de 75 Ω $k=2$. Dacă televizoarele au bloc PTP (calculat pentru cuplarea cablului KATB cu impedanța caracteristică de 300 Ω), coeficientul k se ia egal cu 6.

În cazul măsurării sensibilității receptorului de televiziune cu canal comun pentru imagine și sunet, sînt necesare două generatoare de semnal ce se cuplează în paralel. Inițial, trebuie să se stabilească precis frecvența oscilatorului pentru care este posibilă recepționarea în același timp a frecvențelor purtătoare ale imaginii și sunetului. Prin aceasta, frecvența unuia dintre generatoarele de semnal se

ia egală cu frecvenţa purtătoare a semnalelor de imagine plus 1 MHz (gradul de modulaţie — 0,55). Prin acordarea heterodinei se obţine deviaţia maximă la indicatorul de ieşire. Apoi, cu ajutorul atenuatorului de la generatorul de semnal, indicaţiile aparatului de ieşire se aduc pînă la valoarea de 8 V. Menţinînd constantă tensiunea de ieşire a generatorului de semnal, se înregistrează frecvenţa acestuia egală cu frecvenţa semnalelor de imagine, iar prin variaţia acordului heterodinei se obţine la indicatorul de ieşire o valoare de 4 V.

După aceasta, la intrarea receptorului se aplică tensiune nemodulată, de la al doilea generator de semnale, cu frecvenţa egală cu frecvenţa purtătoare a canalului de sunet. Valoarea tensiunii de ieşire a celui de-al doilea generator de semnal se alege astfel încît tensiunea continuă pe rezistenţa din circuitul grilei de comandă a tubului limitator din canalul de sunet al receptorului să fie de două ori mai mare decît pragul de limitare (de obicei pragul de limitare este egal cu 1—2 V). Apoi, variind valoarea tensiunii de ieşire a primului generator de semnal se obţine la indicatorul de ieşire o deviaţie egală cu 8 V. Sensibilitatea canalului de imagine, în acest caz, va fi determinată de raportul obţinut prin împărţirea la 4 a tensiunii de ieşire a generatorului de semnal.

17-16. RECEPTOARE DE TELEVIZIUNE ÎN CULORI

Principiile de construcţie a televizoarelor în culori se bazează pe teoria perceperii culorilor pe baza a trei componente, care arată că în cazul amestecării în diferite proporţii a trei culori de bază (roşu, verde şi albastru) se poate obţine senzaţia produsă de oricare dintre culorile existente în natură. Datorită acestei particularităţi a ochiului, pentru transmiterea imaginii multicolore, practic, este suficient să se transmită informaţia referitoare la cele trei culori de bază.

In cazul amestecării culorilor de bază de aceeaşi luminozitate — roşu, albastru şi verde —, se obţin următoarele culori:

roşu+albastru=violet
roşu+verde=galben
albastru+verde=bleu
roşu+albastru+verde=alb.

Diferitele variaţii ale luminozităţii culorilor amestecate permit obţinerea celorlalte nuanţe. O altă particularitate a ochiului constă în aceea că capacitatea de a percepe variaţiile de culori în detalii mici este mult mai mică decît capacitatea de a deosebi variaţiile de luminozitate. Datorită acestui lucru este posibil să se reducă volumul de informaţii referitoare la culori în comparaţie cu volumul de informaţii referitoare la luminozitate.

Dintre multiplele sisteme ale televiziunii în culori, un interes practic îl prezintă două sisteme de bază: sistemul secvenţial (sau pe cadre) şi cel simultan.

In sistemul secvenţial cadrele imaginii, ce se obţin prin filtre de culori din trei culori de bază, se transmit (şi se reproduc) pe rînd. In cazul unei frecvenţe destul de mari în schimbarea cadrelor, ochiul nu observă „clipirile" de culori şi imaginea este percepută ca multicoloră.

In sistemul simultan, semnalele imaginii din trei culori de bază se transmit pe canalul de legătură simultan. In acest caz, cele trei imagini de cîte o culoare, obţinute la recepţie printr-un procedeu sau altul, se suprapun una peste alta [1]).

Sistemul secvenţial, cu toată simplitatea sa şi calitatea înaltă a imaginii, nu şi-a găsit întrebuinţare în radiotelevizune şi se foloseşte mai ales în dispozitivele industriale de televiziune, în dispozitivele medicale sau în dispozitivele cu altă destinaţie profesională, cu transmiterea semnalului prin cablu.

Renunţarea la întrebuinţarea sistemului secvenţial în radiotelevizune se datoreşte următoarelor deficienţe de bază: 1) lărgimea benzii frecvenţelor transmise prin canalul de legătură, faţă de televiziunea alb-negru, se măreşte de 3 ori; 2) de asemenea creşte de 3 ori şi frecvenţa de baleiaj în televizoare; 3) nu este posibilă „suprapunerea" cu televiziunea alb-negru (nu se pot recepţiona programe în culori pe televizoarele obişnuite pentru alb-negru şi nu se recepţionează transmisiile alb-negru pe televizorul în culori); 4) necesitatea întrebuinţării filtrelor de lumină rotitoare în faţa ecranului cinescopului.

Sistemul simultan de televiziune în culori a căpătat actualmente confirmarea într-o serie de ţări (inclusiv în U.R.S.S.) şi se întrebuinţează pentru radiotelevizunea în culori.

O particularitate de bază a acestui sistem constă în posibilitatea recepţionării întregii informaţii necesare pentru televiziunea în culori în aceeaşi bandă de frecvenţe care se foloseşte actualmente pentru transmisiile de televiziune în alb-negru. A doua particularitate, care de asemenea a asigurat succesul acestui sistem, este suprapunerea acestuia cu sistemul de televiziune alb-negru. In acest caz, însă, trebuie menţionat că recepţionarea transmisiilor de televiziune în alb-negru cu receptorul de imagini în culori dă un rezultat ceva mai slab decît recepţionarea transmisiilor centrului de televiziune în culori cu televizorul de alb-negru.

In cazul transmisiei imaginii colorate, prin canalul de legătură se transmite semnalul de televiziune obişnuit care poartă informaţia referitoare la luminozitate („semnalul de luminozitate"). In acelaşi timp, pe o frecvenţă specială subpurtătoare se transmite informaţia referitoare la culoare.

Introducerea în semnalul de televiziune a unei informaţii suplimentare, fără lărgirea benzii de frecvenţe a emiţătorului, a fost posibilă datorită faptului că semnalul obişnuit de televiziune nu are un spectru continuu în banda de frecvenţe pe care o ocupă, ci este un spectru discret.

Astfel a fost posibil ca porţiunile intermediare să fie ocupate de componentele semnalului de informaţie asupra culorilor. Pentru aceasta, ca frecvenţă subpurtătoare, modulată cu semnalul de culoare, se alege un multiplu impar faţă de jumătatea frecvenţei baleiajului de linii. In sistemul adoptat de radiotelevizunea experimentală din U.R.S.S., această subpurtătoare a fost aleasă egală cu 4 429 687,5 Hz.

Deoarece ochiul nu distinge variaţia culorilor la piesele mici şi claritatea imaginii este determinată în principiu de semnalul de luminozitate, banda de frecvenţe a informaţiei de culoare poate fi relativ îngustă şi ocupă, în sistemul ales, $\pm 1{,}4$ MHz (pe ambele părţi ale subpurtătoarei).

In fig. 17-54 este reprezentată schematic dispunerea spectrelor semnalului video pentru televiziunea în culori, în banda de frecvenţe.

Semnalul cu frecvenţa subpurtătoare modulează frecvenţa purtătoare a imaginii şi, la rîndul său, este modulat de semnalul care poartă două informaţii: despre culorile

---

[1]) Prin imagini de anumită culoare se subînţeleg 3 imagini obţinute fiecare într-o singură culoare, deosebite între ele: roşu, verde şi albastru.

roşu şi albastru. Pentru obţinerea informaţiei referitoare la culoarea verde nu este necesar un semnal special, deoarece semnalul de luminozitate conţine informaţii asupra luminozităţii generale (adică asupra luminozităţii tuturor celor trei

Fig. 17-54. Dispunerea spectrelor semnalelor de luminozitate şi de culoare în banda de frecvenţe.

culori), iar informaţia asupra luminozităţii roşului şi albastrului se transmite prin semnalul separat de informaţie asupra culorii. Semnalul culorii verzi poate fi obţinut cu ajutorul unei matrice.

Subpurtătoarea de culoare se modulează cu ajutorul semnalelor $R—Y$ şi $B—Y$, iar semnalul de luminozitate are aspectul

$$Y=0{,}59\ G+0{,}30\ R+0{,}11\ B\,;$$

unde R este semnalul de roşu; G — semnalul de verde; B — semnalul de albastru; Y — semnalul de luminozitate. Coeficienţii constanţi de lîngă valorile G, R şi B indică conţinutul procentual al semnalelor de roşu, verde şi albastru, necesare pentru obţinerea culorii albe. Expresia pentru semnalul complex al imaginii în culori are aspectul:

$$U_{semnal}=Y+\frac{1}{2{,}7}\,(B—Y)\sin\omega t+(R—Y)\cos\omega t.$$

Frecvenţa subpurtătoare este modulată de două semnale în felul următor: pe două modulatoare separate se aplică semnalele modulatoare $R—Y$ şi $B—Y$. Pe fiecare dintre modulatoare în acelaşi timp, se aplică semnalul frecvenţei modulate de la un generator comun avînd fazele diferite cu 90°. La ieşirea modulatoarelor, tensiunile modulate în amplitudine se însumează şi formează frecvenţa subpurtătoare rezultantă. In fig. 17-55 se explică procesul de obţinere a frecvenţei subpurtătoare.

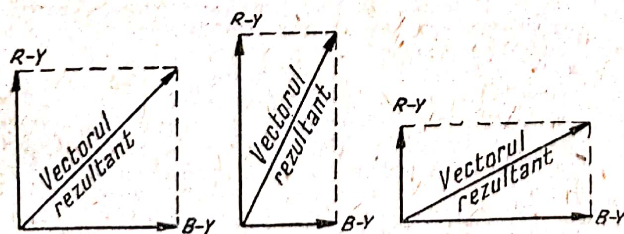


Fig. 17-55. Ilustrarea posibilităţii de obţinere a informaţiei referitoare la mărimea a două semnale ($R—Y$ şi $B—Y$) cu ajutorul transmiterii valorii şi a poziţiei unghiulare a vectorului rezultant.

Un astfel de proces de modulaţie necesită întrebuinţarea în receptor a unei detectări sincrone, ceea ce constituie o greutate în construirea sistemului respectiv.

Pentru funcţionarea detectoarelor sincrone (demodulatoarelor) în receptor este necesară prezenţa unui semnal local de frecvenţă precis egală cu frecvenţa subpurtătoare a emiţătorului şi cu o anumită fază bine determinată; în semnalul de televiziune se introduce această frecvenţă sub formă de impulsuri de scurtă durată, dispuse pe frontul din spate al fiecărui impuls de stingere de linii (fig. 17-56).

Schema receptorului de televiziune în culori, în afară de elementele comune cu televizoarele pentru albnegru, trebuie să aibă următoarele blocuri specifice:

1) blocul de sincronizare în culori, în care se formează semnalele de sincronizare ale frecvenţei subpurtătoare;

2) blocul pentru separarea semnalelor de culoare cu amplificator de bandă, demodulatoare, matrice şi amplificator video de culori;

3) blocul de convergenţă (pentru sistemele de proiecţie-blocul de suprapunere), în care se formează semnalele pentru corectarea formei geometrice a imaginilor monocolore şi care asigură suprapunerea acestora pe ecran;

4) dispozitiv de ieşire pentru obţinerea imaginii în culori.

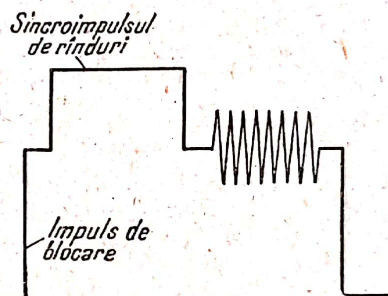


Fig. 17-56. Semnalul de impuls al subpurtătoarei de culoare.

In calitate de dispozitiv de ieşire se întrebuinţează un cinescop special cu trei fascicule, cu mască de umbră, sau un sistem de proiecţie cu trei cinescoape.

In fig. 17-57 este reprezentată schema-bloc a receptorului de televiziune în culori.

Etajele obişnuite de televiziune, folosite în receptoarele de televiziune în culori, trebuie de asemenea să satisfacă unele cerinţe specifice. Astfel canalul radio de bază al televizorului (PTK, AFI) trebuie să aibă o bandă de trecere de cel puţin 5,85 MHz, cu o neuniformitate de cel mult 10%. Atenuarea frecvenţei purtătoare a sunetului în canalul de imagine trebuie să fie de cel puţin 45—50 dB. Caracteristica de frecvenţă a amplificatorului video de luminozitate trebuie să aibă o fantă îngustă la frecvenţa subpurtătoare.

Din cauză că semnalul de culoare trece prin circuite cu bandă mai îngustă decît semnalul de luminozitate, se produce un decalaj al acestor semnale în timp. Pentru a obţine suprapunerea în timp a semnalelor în circuitul amplificatorului de luminozitate se cuplează o linie de întîrziere, formată de obicei dintr-un segment de cablu cu impedanţă caracteristică mare. Cablul trebuie prevăzut cu rezistenţe pentru acord la ambele capete. Timpul de întîrziere necesar este de circa 0,5 μs. Cablul cel mai convenabil pentru linia de întîrziere este cablul de tip PK3-16-01, care are impedanţa caracteristică de 1600 Ω. Segmentul de cablu

pentru întîrzierea de 0,5 μs are o lungime de circa 250 mm (se alege experimental).

În fig. 17-58 este reprezentată schema-bloc a circuitelor pentru culoare ale receptorului de televiziune în culori,

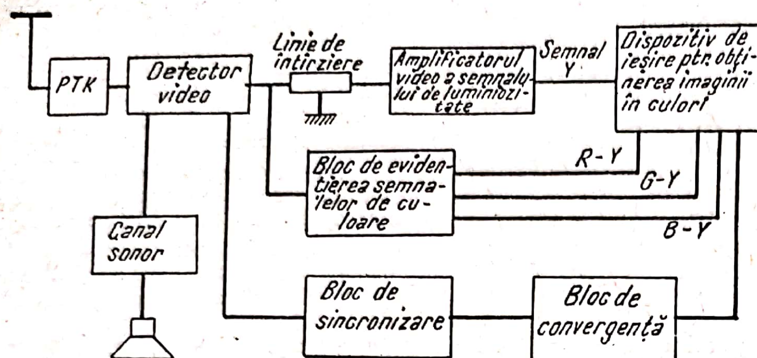


Fig. 17-57. Schema-bloc a televizorului în culori.

iar în fig. 17-59 sînt date caracteristicile de frecvenţă necesare pentru toate circuitele de bază. Pentru semnalele de culoare de tip $R—Y$, $B—Y$ şi $G—Y$ o răspîndire mai largă a obţinut-o schema în care aceste semnale se aplică la electrozii de comandă ai proiectorului electronic ai cinescopului, iar semnalul de luminozitate se aplică pe catod. În acest caz însumarea diferitelor semnale cu semnalul de luminozitate are loc în însuşi tubul cinescop şi nu mai este necesară schema de calcul pentru scoaterea în evidenţă a semnalelor separate R, G şi B.

Cu toată complexitatea relativă a schemelor multiple ale blocurilor receptorului, problema principală a televiziunii în culori constă în construirea dispozitivului final, pe ecranul căruia se formează imaginea în culori.

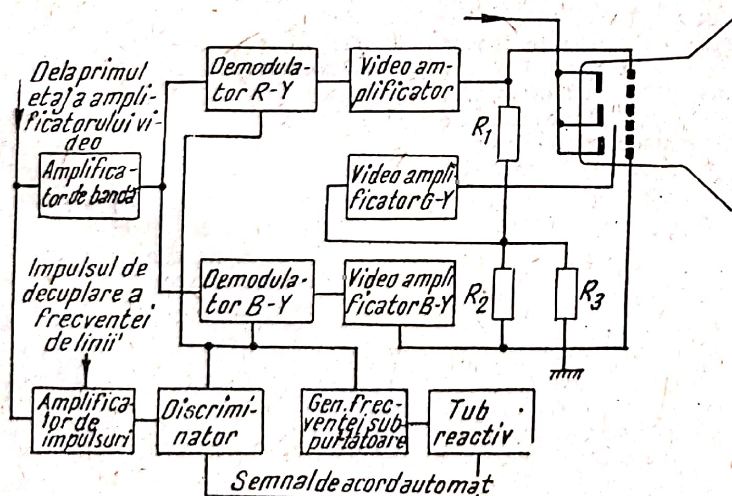


Fig. 17-58. Schema-bloc a circuitelor de culoare ale receptorului: R_1, R_2 şi R_3 – matriţele pentru obţinerea semnalului $G–Y$.

În calitate de dispozitiv final o răspîndire mai largă a obţinut-o cinescopul cu trei fascicule. În fig. 17-60 este arătată schematic construcţia unui astfel de cinescop, iar în fig. 17-61 se explică modul lui de funcţionare.

Ecranul cinescopului are o structură de mozaic a stratului luminos (luminoforului). Acesta se compune din puncte aplicate într-o ordine strictă, formate din trei substanţe diferite ca compoziţie, dintre care una, sub acţiunea bombardamentului electronic, luminează în culoare roşie, alta în culoare verde, iar a treia — în culoare albastră. Între ecran şi proiectorul electronic se află o placă metalică (masca) cu orificii în număr de trei ori mai mic decît numărul de puncte luminoase de pe ecran. Grupele de puncte ale luminoforului, orificiile în masă şi cele trei proiectoare electronice au o astfel de aşezare, încît fiecare fascicul după ce trece prin unul din orificiile măştii să poată să cadă pe punctele care se luminează numai cu o anumită culoare. În felul acesta, pe unul şi acelaşi ecran, fiecare dintre cele trei fascicule desenează imaginea numai într-o singură culoare şi cele trei imagini monocolore se întrepătrund. Deoarece punctele luminoase sînt foarte mici (circa 0,25 mm), iar numărul lor este foarte mare, structura punctiformă a imaginii aproape nu se observă.

Pentru a aduce toate trei fasciculele în acelaşi punct (pentru focalizare), pe gîtul tubului, în spatele sistemului de deviaţie, se montează un dispozitiv format din trei electromagneţi ale căror cîmpuri acţionează fasciculele de electroni corespunzătoare (fig. 17-62).

Prin reglarea curentului continuu, care trece prin bobine, se efectuează concentrarea statică a fasciculelor (în centrul ecranului), iar prin introducerea în aceste bobine a semnalelor parabolice special formate ale frecvenţelor baleiajului de linii şi de cadre, se realizează centrarea dinamică a fasciculelor de-a lungul întregului cîmp al ecranului.

Aceste reglaje, ca şi compensarea cîmpurilor magnetice exterioare cu ajutorul a şase magneţi constanţi, amplasaţi în jurul ecranului, constituie o problemă foarte grea, care se complică încă şi prin faptul că majoritatea reglărilor sînt reciproc dependente. De aceea, nu se poate realiza o precizie absolută a concentrării fasciculelor. Se admite o diferenţă de suprapunere a trei reprezentări pe ecran de 2,5 mm, pe o distanţă de 2,5 cm de la marginea imaginii.

O astfel de precizie asigură obţinerea unei bune imagini colorate, deşi claritatea ei la margini este cu mult mai mică decît aceea cu care telespectatorii s-au obişnuit la televizorul alb-negru.

Al doilea tip de instalaţie terminală, care a găsit o oarecare răspîndire, este sistemul de proiecţie cu trei cinescoape, care au diferite culori de iluminare a luminoforilor. Acest sistem este avantajos pentru simplitatea construcţiilor cinescopului. În afară de aceasta, ca şi în televiziunea alb-negru, sistemul de proiecţie este unicul sistem care permite să se obţină o dimensiune mare a imaginii, necesară pentru instalaţiile cu mai mulţi spectatori.

Dificultatea principală la realizarea instalaţiei de proiecţie colorată este obţinerea unei suprapuneri precise a trei imagini pe un singur ecran (operaţie analogă centrării fasciculelor în cinescopul cu trei fascicule).

În acest scop au fost propuse multe procedee, suficient de complicate, dintre care mai simplu şi mai avantajos din punctul de vedere al pierderilor minime de lumină este procedeul proiectării directe de la trei proiectoare.

După cum rezultă din fig. 17-63 la folosirea unui astfel de procedeu, imaginea aparatului de proiecţie se

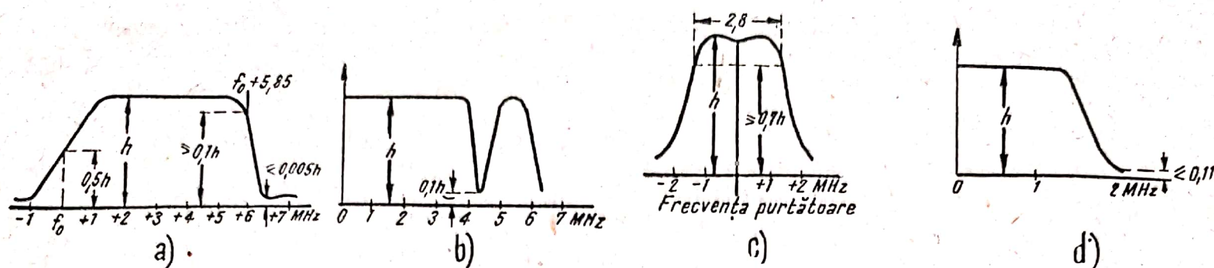


Fig. 17-59. Caracteristicile de frecvenţă ale circuitelor de bază ale televizoarelor în culori : *a* – canalul video (fără amplificatorul video) ; *b* – amplificatorul video de luminozitate ; *c* – amplificatorul de bandă ; *d* – amplificatorul semnalelor diferenţă a culorilor.

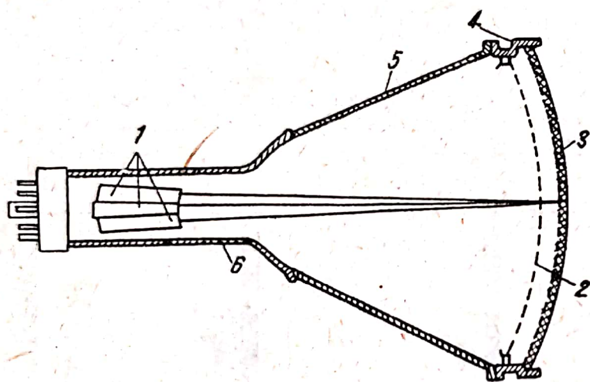


Fig. 17-60. Construcţia cinescopului cu mască : *1* – proiectoarele electronice ; *2* – masca cu orificii ; *3* – geamul din faţă acoperit cu luminofori din 3 culori ; *4* – jugul metalic ; *5* – conul metalic ; *6* – gîtul tubului.

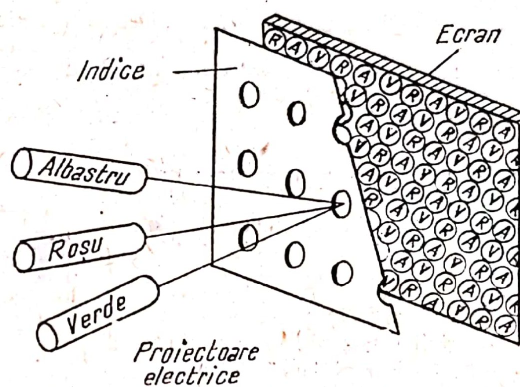


Fig. 17-61. Schema de funcţionare a cinescopului cu mască.

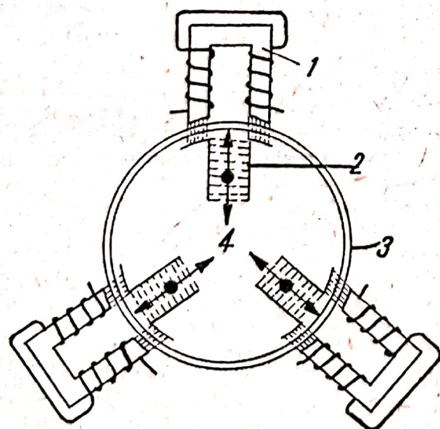


Fig. 17-62. Electromagneţii de focalizare ai fasciculelor : *1* – electromagnetul de focalizare ; *2* – capătul polar interior ; *3* – gîtul cinescopului ; *4* – direcţia de deviaţie a fasciculului.

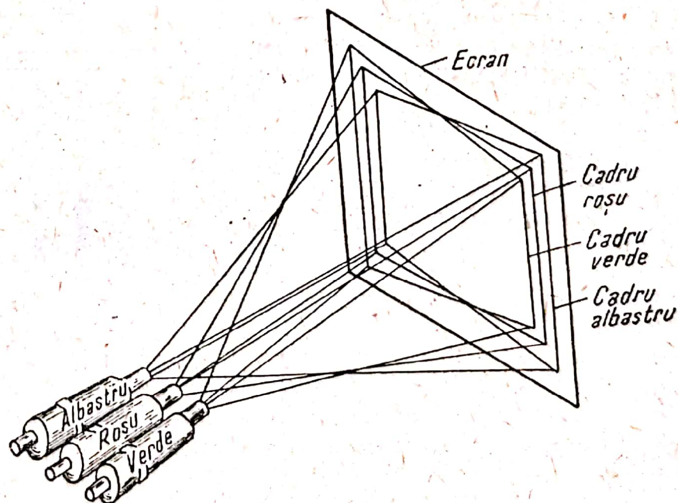


Fig. 17-63. Proiecţia a trei imagini pe ecran.

proiectează pe ecran, dînd un rastru dreptunghiular corect. Aparatele de proiecție laterale funcționează sub unghiuri oarecare, și rastrele proiectate de ele sînt în oarecare măsură deformate geometric.

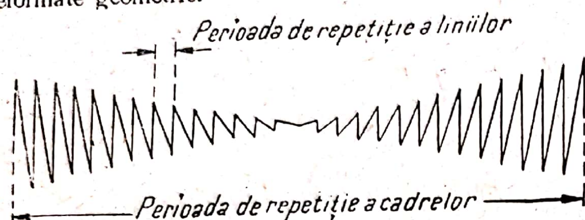


Fig. 17-64. Semnalul de corecție pentru distorsiunile trapezoidale.

Pentru corectarea acestor deformări există o serie de procedee, dintre care cel mai răspîndit constă în introducerea unui semnal special cu frecvența liniilor în curentul bobinelor de deviație de cadre (fig. 17-64). Prin aceasta se realizează restabilirea caracterului dreptunghiular al rastrului.

Pentru îmbunătățirea liniarității pe orizontală, în circuitul bobinelor de linii a fiecăruia dintre cele trei sisteme de deviație pot fi cuplate sisteme de liniarizare reglate (bobine cu inductanță liniară).

În afară de aceasta, pentru suprapunerea exactă a imaginilor este necesar ca televizorul să fie prevăzut cu reglaje ale dimensiunilor verticale și orizontale pentru fiecare aparat de proiecție și, de asemenea, cu reglajul centrării.

Ultimul poate fi realizat atît prin deplasarea rastrului pe ecranul cinescopului (cu ajutorul introducerii curentului continuu în bobine sau prin alt procedeu), cît și prin rotirea aparatelor de proiecție. De obicei este necesar să se corecteze deformările tip „paralelogram" produse din cauza fabricării neprecise a sistemelor de deviație.

Un procedeu mai simplu pentru restabilirea rastrului dreptunghiular constă în repartiția neuniformă a spirelor în bobinele de deviație de cadre, care au o construcție toroidală. În fig. 17-65 este indicat acest procedeu. Schema blocului de suprapunere pentru televizorul în culori este reprezentată în fig. 17-66.

Pentru televizoarele în culori cu ecran mare, la fel ca și pentru sistemele alb-negru, se folosește în special obiectivul cu oglindă.

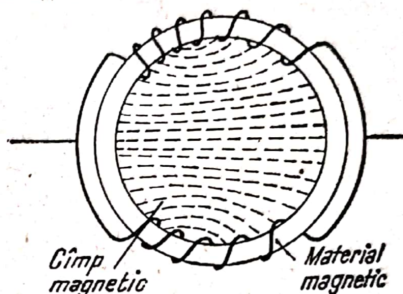


Fig. 17-65. Sistemul toroidal de deviație, cu cîmp neuniform al bobinelor de cadre.

Pentru obținerea imaginii de dimensiuni mai mici (43 sau 53 cm) poate fi folosit sistemul de proiecție avînd obiective cu lentile. În acest caz se folosesc cinescoape cu ecran plan.

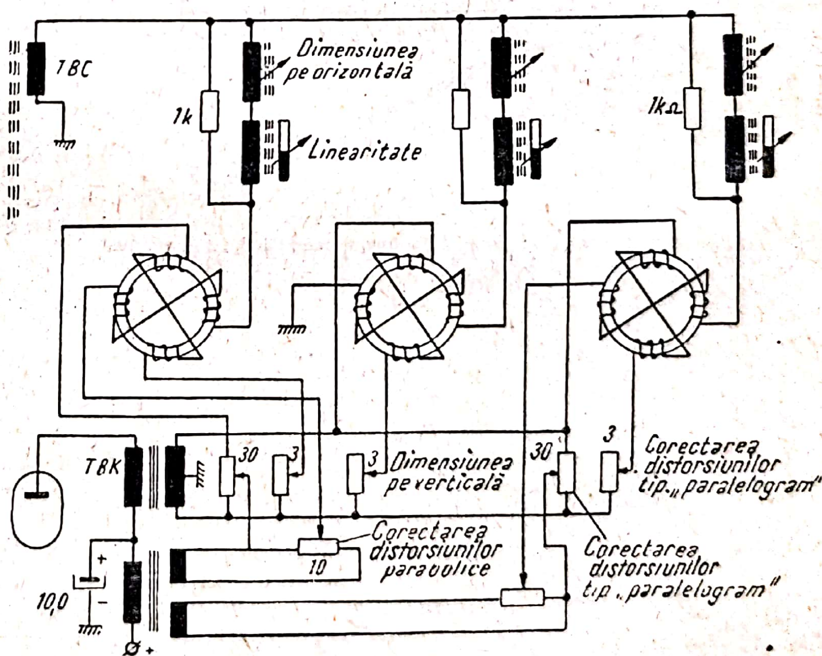


Fig. 17-66. Schema blocului de suprapunere.

TEHNICA IMPULSURILOR

18-1. CARACTERISTICILE DE BAZĂ ALE SEMNALELOR ÎN FORMĂ DE IMPULSURI

Semnalele electrice pot avea un caracter continuu sau pot varia în formă de impulsuri. Pentru semnalul impuls este caracteristică structura întreruptă (impulsuri despărțite între ele cu o anumită pauză). In practică se folosesc impulsuri radio — trenuri de oscilații de scurtă durată și impulsuri video care sînt variații de scurtă durată, ale tensiunii sau curentului, cu polaritate determinată (fig. 18-1).

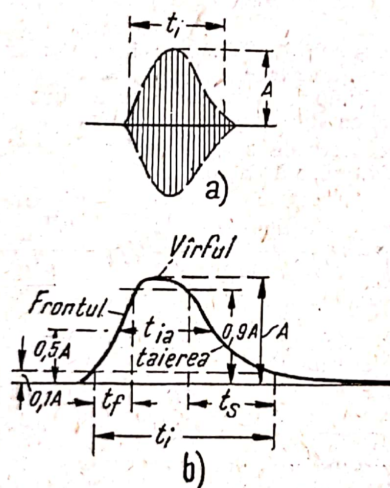


Fig. 18-1. Impulsuri :
a — impuls radio ; b — impuls video ; A — amplitudinea impulsurilor ; t_i și t_{ia} — durata și respectiv durata activă a impulsului ; t_f și t_s — durata frontului și spatelui.
Prin curba punctată este marcată înfășurătoarea impulsului radio care reprezintă impulsul video.

Impulsurile radio se obțin pe calea modulării în impulsuri a generatoarelor de oscilații sinusoidale.

Impulsurile pot avea diferite forme. Pentru comoditatea studierii, impulsurile reale se înlocuiesc cu impulsuri apropiate ca formă de cele mai simple figuri geometrice : dreptunghi, triunghi, trapez, sub formă de clopot etc. (fig. 18-2).

La un impuls se deosebesc : frontul (frontul anterior), palierul și spatele (frontul posterior). Impulsurile de o formă determinată sînt caracterizate de amplitudinea A și de du-

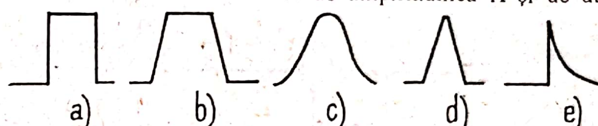


Fig. 18-2. Forme idealizate ale impulsurilor :
a — dreptunghiulară ; b — trapezoidală ; c — în formă de clopot ; d — triunghiulară și e — exponențială.

rata t_i a impulsului. In practică se folosesc pentru caracterizarea unui impuls următorii parametri (fig. 18-1, *b*):

— durata activă a impulsului t_{ia}, măsurată la nivelul 0,5 A ;

— durata impulsului t_i, măsurată la nivelul 0,1 A ;

— durata frontului impulsului t_f, măsurată între nivelurile (0,1 ... 0,9) A ;

— durata spatelui t_s, măsurată de asemenea între nivelurile (0,1 ... 0,9) A.

Succesiunea periodică de impulsuri (fig. 18-1, *b*) se caracterizează prin :

— perioada de repetiție T_r (intervalul de repetare a impulsurilor);

— frecvența de repetiție $F_r=1/T_r$;

— durata pauzei dintre impulsuri T_p ;

— umplerea $Q=T_r/t_i$ (raportul dintre perioada de repetiție și durata impulsurilor);

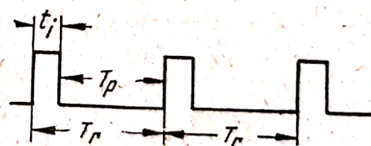


Fig. 18-3. Succesiune de impulsuri dreptunghiulare :
$F_r=\frac{1}{T_r}$ frecvența de repetiție ; $Q=\frac{T_r}{t_i}$ umplerea ; $K_u=\frac{t_i}{T_r}$ — coeficientul de umplere.

— coeficientul de umplere $K_u=t_i/T_r=1/Q$ — raportul dintre durata impulsului și perioada de repetiție (fig. 18-3).

Pentru succesiunile de impulsuri, care nu sînt strict periodice, se definește frecvența medie de repetiție $F_{r\,medie}$ și umplerea Q_{mediu}.

În majoritatea cazurilor $t_l \ll T_r$ și $Q \gg 1$.

18-2. SPECTRUL IMPULSURILOR

Succesiunea (seria) periodică a impulsurilor poate fi reprezentată spectral prin suma unui număr infinit de mare de oscilații sinusoidale (armonice) de amplitudini și faze determinate.

Descompunerea spectrală se bazează pe reprezentarea matematică a funcțiilor periodice cu ajutorul seriei trigonometrice a lui Fourier.

Spectrul se reprezintă grafic prin indicarea amplitudinilor și fazelor oscilațiilor în funcție de frecvență.

Fiecare armonică de o anumită frecvență a spectrului se reprezintă printr-o liniuță verticală pe axa frecvențelor,

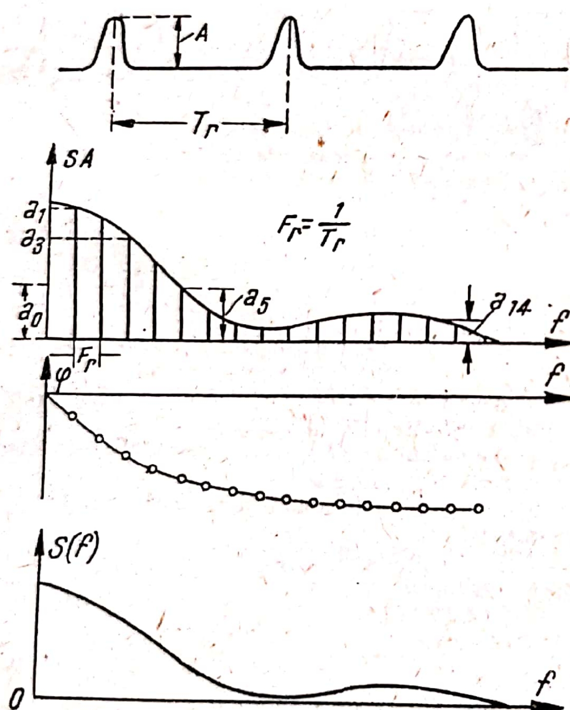


Fig. 18-4. Reprezentarea unei succesiuni de impulsuri și spectrul ei de amplitudine SA și de fază φ. $S(f)$ — funcția spectrală.

Succesiunea periodică a impulsurilor poate fi reprezentată printr-o sumă infinită de oscilații armonice, a multiplilor frecvenței de repetiție: $a_0+a_1\cos(2\pi F_r t+\varphi_1)+a_2\cos(2\cdot 2\pi F_r t+\varphi_2)+a_3\cos(3\cdot 2\pi F_r t+\varphi_3)+\ldots$ Amplitudinile acestor armonice $a_1, a_2, a_3 \ldots$ împreună cu componenta constantă a_0 reprezintă componentele de amplitudine ale spectrului; fazele $\varphi_1, \varphi_2 \ldots$ — componentele de fază. Pentru obținerea funcției spectrale $S(f)$ este necesar ca ordonatele înfășurătoarei SA să fie raportate la mărimea $2a_0$.

a cărei lungime, trasată la o anumită scară, indică amplitudinea armonicei respective (fig. 18-4).

Frecvențele componentelor succesive diferă prin frecvența de repetiție a impulsurilor F_r.

Fiecare armonică a spectrului poate fi selectată de un filtru de bandă îngustă, acordat pe frecvența corespunzătoare armonicei respective.

În cazul reprezentării grafice a spectrului, pe verticală nu se ia mărimea amplitudinii componentelor, ci raportul dintre amplitudinile diferitelor armonice și dublul valorii frecvenței de repetiție.

Înfășurătoarea spectrului reprezentat după indicațiile de mai sus ia aspectul grafic al funcției spectrale de amplitudine (sau a densității spectrale) $S(\omega)$ sau $S(f)$, unde $f=\frac{\omega}{2\pi}$. Aspectul funcțiilor spectrale $S(\omega)$ depinde de forma impulsurilor și nu de frecvența de repetiție a acestora.

Scara de frecvențe a funcției spectrale depinde de durata impulsurilor.

O dată cu creșterea frecvenței de repetiție a impulsurilor, dar cu condiția păstrării formei și duratei acestora, intervalul de frecvență dintre armonicele spectrului se micșorează și spectrul devine mai „rar".

Amplitudinile diferitelor armonice, în acest caz, se măresc, însă funcția spectrală rămîne neschimbată (fig. 18-5).

În cazul micșorării frecvenței de repetiție, intervalul dintre diferitele armonice ale spectrului se reduce și spectrul devine mai „des". Dacă se mărește perioada la infinit (cazul impulsului izolat), atunci intervalele de frecvență dintre armonice se micșorează pînă la zero și numărul acestora crește nelimitat; spectrul devine continuu, el conținînd oscilații de toate frecvențele. Forma funcției spectrale, în acest caz, nu se schimbă. Funcțiile spectrale ale impulsului izolat și ale seriei periodice de impulsuri de aceeași durată sînt identice.

Funcția spectrală $S(\omega)$ se dilată sau se comprimă de-a lungul axei frecvenței proporțional cu micșorarea sau mărirea duratei impulsurilor. Astfel, cu cît durata impulsului este mai mică, cu atît spectrul său este mai larg (fig. 18-6).

Funcția spectrală a impulsurilor de formă dreptunghiulară este exprimată de relația:

$$S(\omega)=U_l\frac{|\sin \pi f t_l|}{\pi f}=U_l t_l\frac{\left|\sin\frac{\omega t_l}{2}\right|}{\frac{\omega t_l}{2}}.$$

Practic, este avantajos să se folosească funcția spectrală relativă sau normată

$$g(\omega)=\frac{S(\omega)}{S(0)},$$

unde $S(0)$ este valoarea $S(\omega)$ pentru $\omega=0$.

Pentru impulsurile dreptunghiulare $S(0)=U_l t_l$ și

$$g(\omega)=\frac{\left|\sin\frac{\omega t_l}{2}\right|}{\frac{\omega t_l}{2}}.$$

Funcția spectrală relativă se anulează pentru frecvențele $f=\frac{1}{t_l}, \frac{2}{t_l}, \ldots, \frac{k}{t_l}$. Amplitudinea fiecărui maxim este mai mică decît a celui precedent; maximele succesive se află în raportul: 1, 0,21, 0,13 etc. (fig. 18-7).

Spectrul fazei impulsurilor dreptunghiulare este reprezentat printr-o curbă în trepte, care variază în salturi, cu o mărime egală cu π în punctele unde funcția spectrală de amplitudine se anulează. Aceasta înseamnă că fazele

Pentru succesiunile de impulsuri, care nu sînt strict periodice, se definește frecvența medie de repetiție $F_{r\,medie}$ și umplerea Q_{mediu}.

În majoritatea cazurilor $t_i \ll T_r$ și $Q \gg 1$.

18-2. SPECTRUL IMPULSURILOR

Succesiunea (seria) periodică a impulsurilor poate fi reprezentată spectral prin suma unui număr infinit de mare de oscilații sinusoidale (armonice) de amplitudini și faze determinate.

Descompunerea spectrală se bazează pe reprezentarea matematică a funcțiilor periodice cu ajutorul seriei trigonometrice a lui Fourier.

Spectrul se reprezintă grafic prin indicarea amplitudinilor și fazelor oscilațiilor în funcție de frecvență.

Fiecare armonică de o anumită frecvență a spectrului se reprezintă printr-o liniuță verticală pe axa frecvențelor,

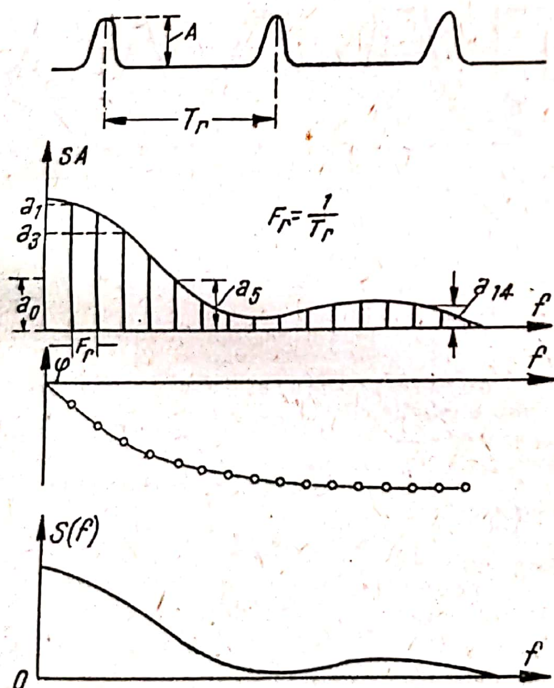


Fig. 18-4. Reprezentarea unei succesiuni de impulsuri și spectrul ei de amplitudine SA și de fază φ. $S(f)$ – funcția spectrală.

Succesiunea periodică a impulsurilor poate fi reprezentată printr-o sumă infinită de oscilații armonice, a multiplilor frecvenței de repetiție: $a_0 + a_1 \cos(2\pi F_r t + \varphi_1) + a_2 \cos(2 \cdot 2\pi F_r t + \varphi_2) + a_3 \cos(3 \cdot 2\pi F_r t + \varphi_3) + \ldots$ Amplitudinile acestor armonice $a_1, a_2, a_3 \ldots$ împreună cu componenta constantă a_0 reprezintă componentele de amplitudine ale spectrului; fazele $\varphi_1, \varphi_2 \ldots$ – componentele de fază. Pentru obținerea funcției spectrale $S(f)$ este necesar ca ordonatele înfășurătoarei SA să fie raportate la mărimea $2a_0$.

a cărei lungime, trasată la o anumită [illegible]ară, indică amplitudinea armonicei respective (fig. 18-4[illegible]

Frecvențele componentelor succ[illegible]ive diferă prin frecvența de repetiție a impulsurilor F_r

Fiecare armonică a spectrului poate fi selectată de un filtru de bandă îngustă, acordat pe frecvența corespunzătoare armonicei respective.

În cazul reprezentării grafice a spectrului, pe verticală nu se ia mărimea amplitudinii componentelor, ci raportul dintre amplitudinile diferitelor armonice și dublul valorii frecvenței de repetiție.

Înfășurătoarea spectrului reprezentat după indicațiile de mai sus ia aspectul grafic al funcției spectrale de amplitudine (sau a densității spectrale) $S(\omega)$ sau $S(f)$, unde $f = \frac{\omega}{2\pi}$. Aspectul funcțiilor spectrale $S(\omega)$ depinde de forma impulsurilor și nu de frecvența de repetiție a acestora.

Scara de frecvențe a funcției spectrale depinde de durata impulsurilor.

O dată cu creșterea frecvenței de repetiție a impulsurilor, dar cu condiția păstrării formei și duratei acestora, intervalul de frecvență dintre armonicele spectrului se micșorează și spectrul devine mai „rar".

Amplitudinile diferitelor armonice, în acest caz, se măresc, însă funcția spectrală rămîne neschimbată (fig. 18-5).

În cazul micșorării frecvenței de repetiție, intervalul dintre diferitele armonice ale spectrului se reduce și spectrul devine mai „des". Dacă se mărește perioada la infinit (cazul impulsului izolat), atunci intervalele de frecvență dintre armonice se micșorează pînă la zero și numărul acestora crește nelimitat; spectrul devine continuu, el conținînd oscilații de toate frecvențele. Forma funcției spectrale, în acest caz, nu se schimbă. Funcțiile spectrale ale impulsului izolat și ale seriei periodice de impulsuri de aceeași durată sînt identice.

Funcția spectrală $S(\omega)$ se dilată sau se comprimă de-a lungul axei frecvenței proporțional cu micșorarea sau mărirea duratei impulsurilor. Astfel, cu cît durata impulsului este mai mică, cu atît spectrul său este mai larg (fig. 18-6).

Funcția spectrală a impulsurilor de formă dreptunghiulară este exprimată de relația:

$$S(\omega) = U_i \frac{|\sin \pi f t_i|}{\pi f} = U_i t_i \frac{\left|\sin \frac{\omega t_i}{2}\right|}{\frac{\omega t_i}{2}}.$$

Practic, este avantajos să se folosească funcția spectrală relativă sau normată

$$g(\omega) = \frac{S(\omega)}{S(0)},$$

unde $S(0)$ este valoarea $S(\omega)$ pentru $\omega = 0$.

Pentru impulsurile dreptunghiulare $S(0) = U_i t_i$ și

$$g(\omega) = \frac{\left|\sin \frac{\omega t_i}{2}\right|}{\frac{\omega t_i}{2}}.$$

Funcția spectrală relativă se anulează pentru frecvențele $f = \frac{1}{t_i}, \frac{2}{t_i}, \ldots, \frac{k}{t_i}$. Amplitudinea fiecărui maxim este mai mică decît a celui precedent; maximele succesive se află în raportul: 1, 0,21, 0,13 etc. (fig. 18-7).

Spectrul fazei impulsurilor dreptunghiulare este reprezentat printr-o curbă în trepte, care variază în salturi, cu o mărime egală cu π în punctele unde funcția spectrală de amplitudine se anulează. Aceasta înseamnă că fazele

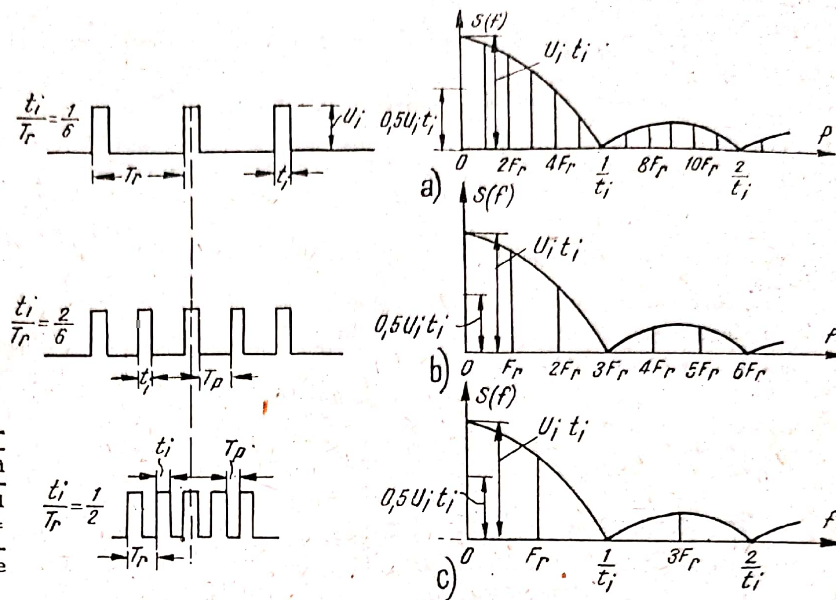


Fig. 18-5. Succesiuni ale impulsurilor dreptunghiulare cu frecvențe de repetiție diferite și spectrele lor cînd durata impulsului t_i este egală cu intervalul dintre impulsuri T_p, adică t_i/T_r=0,5 (cazul C), spectrul este format numai din armonice impare F_r, $3F_r$ etc.

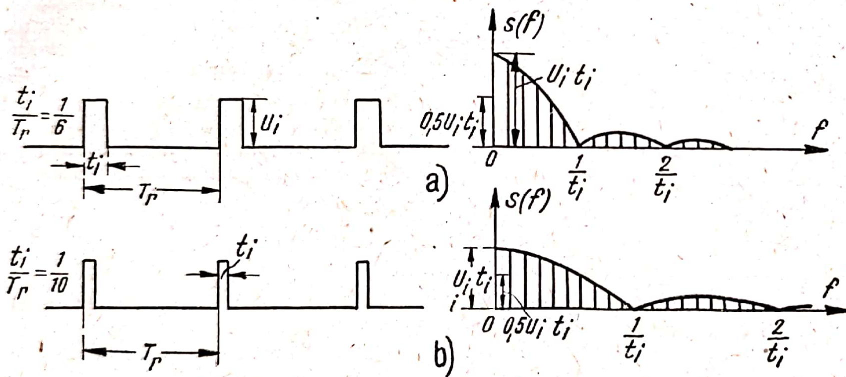


Fig. 18-6. Variația spectrului la micșorarea duratei impulsului, dar cu păstrarea frecvenței de repetiție:

a – succesiunea periodică a impulsurilor dreptunghiulare cu coeficientul de umplere $K_u = \frac{t_i}{T_r} = \frac{1}{6}$ și spectrul ei;

b – idem, pentru coeficientul de umplere K_u=0,1.

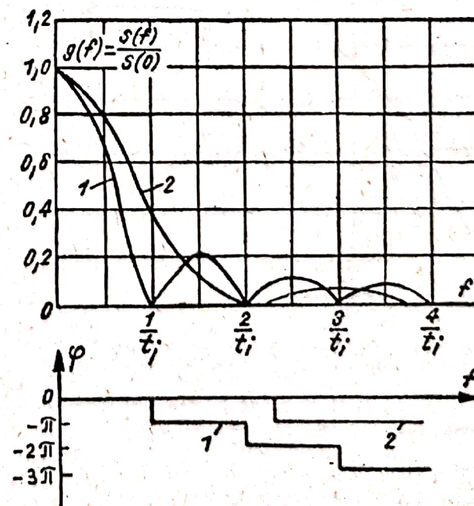


Fig. 18-7. Spectrul de amplitudine și fază ale impulsurilor dreptunghiulare și triunghiulare cu o anumită durată t_i:

1 – impulsul dreptunghiular; *2* – impulsul triunghiular.

armonicelor pare ale curbei $S(\omega)$ sînt egale cu zero (coincid cu faza primei armónice). Fazele armonicelor impare sînt opuse fazelor primei armonice.

Pentru ca impulsul să treacă nedeformat printr-un circuit electric liniar trebuie ca acesta să permită trecerea armonicelor spectrului impulsului, fără a modifica raportul dintre amplitudinile și fazele armonicelor respective. Distorsiunile impulsului sînt minime cînd lățimea activă Δf_{sp} a spectrului nu depășește banda de trecere B a circuitului liniar. In acest caz, caracteristica de fază a circuitului în banda de frecvențe egală cu Δf_{sp} trebuie să fie practic liniară.

Prin lățimea activă a spectrului Δf_{sp} al impulsului video se înțelege banda de frecvențe de la $f_{min}=0$ pînă la $f_{max}=\Delta f_{sp}$, în care este conținută 95% din întreaga energie a spectrului.

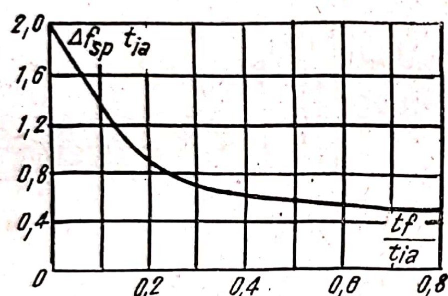


Fig. 18-8. Caracteristica universală pentru determinarea lățimii active Δf_{sp} a spectrului impulsului în funcție de t_{ia} și t_f. Mărimea Δf_{sp} este egală cu banda de frecvențe, în limitele căreia este concentrată 95% din energia spectrului. Graficul este trasat pentru impulsurile video de orice formă netedă (fără oscilații de înaltă frecvență).

In graficul din fig. 18-8 este dată curba de variație a lățimii active a spectrului Δf_{sp} în funcție de parametrii impulsului: durata frotului t_f și durata activă a impulsului t_{ia}.

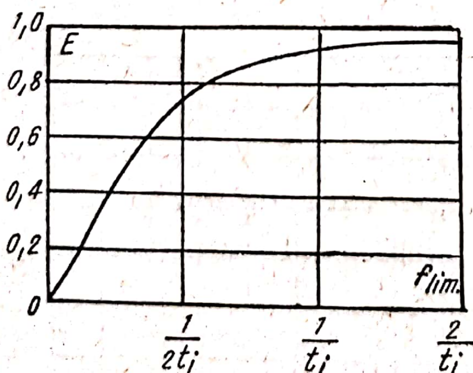


Fig. 18-9. Dependența energiei E a spectrului impulsului dreptunghiular de frecvența limită f_{lim}. În banda de la zero pînă la $f_{lim}=\frac{2}{t_i}$ este cuprinsă 95% din întreaga energie.

Pentru impulsul dreptunghiular ideal $t_f=0$ și considerînd ca unitate întreaga energie înmagazinată în spectru se poate constata din graficul din fig. 18-9 că într-un spectru cuprins în banda de frecvențe $f=0$, $f=2/t_i$ este conținută aproape 95% din energia totală. De aceea, pentru a nu distorsiona impulsul, banda de trecere a circuitului trebuie să fie de ordinul $2/t_i$.

Spectrul impulsurilor radio este plasat simetric în jurul frecvenței purtătoare f_0 și repetă forma spectrului impulsului video cu condiția ca durata impulsului să fie mult mai mare ca perioada corespunzătoare frecvenței purtătoare f_0 (fig. 18-10).

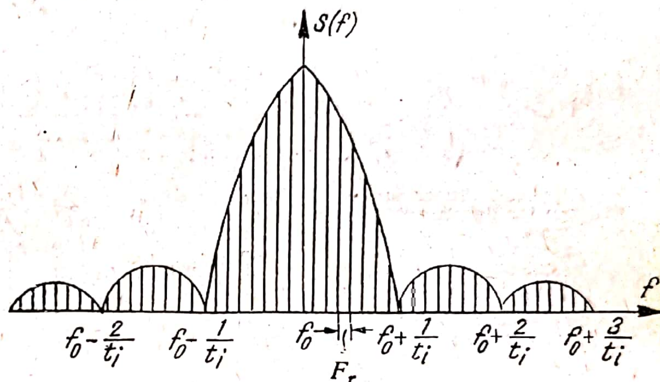


Fig. 18-10. Spectrul succesiunii impulsurilor radio dreptunghiulare de durată t_i și frecvență de repetiție F_r cu condiția ca perioada de umplere $t_u=1/f_0 \ll t_i$; F_r – frecvența de repetiție; f_0 – frecvența semnalului purtător al impulsului radio.

Reprezentarea spectrului impulsului radio se realizează printr-o translatare simplă a originii coordonatelor spectrului impulsurilor video în punctul corespunzător frecvenței purtătoare f_0; caracteristica se completează de cealaltă parte a purtătoarei cu spectrul analog, pînă la obținerea simetriei în raport cu axa verticală (fig. 18-10). Lățimea activă $2\Delta f_{sp}$ a spectrului impulsului radio este de două ori mai mare decît lățimea activă a spectrului impulsurilor video corespunzătoare.

Pentru trecerea nedistorsionată a impulsului radio prin circuitul liniar este necesar ca banda B de trecere a acestui circuit să nu fie mai mică decît lățimea activă a spectrului impulsului radio.

18-3. TRECEREA IMPULSURILOR PRIN CELE MAI SIMPLE CIRCUITE LINIARE

Acțiunea impulsului radio asupra circuitului oscilant

In cazul acordului (frecvența purtătoare fiind egală cu frecvența de rezonanță a circuitului), tensiunea pe condensatorul circuitului oscilant, începînd din momentul aplicării impulsului dreptunghiular, crește exponențial cu constanta de timp τ (fig. 18-11), conform relației:

$$U_f = U_i Q\left[1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right],$$

unde:

$$\tau=\frac{1}{2\pi\Delta f}=\frac{Q}{\pi f_0}=\frac{2L}{R};\quad Q=\frac{L}{CR};$$

L, C şi R sînt parametrii circuitului oscilant;
Q — factorul de calitate;
B — banda de trecere;
f_0 — frecvenţa de rezonanţă;
τ — constanta de timp a circuitului.

In momentul terminării impulsului, tensiunea pe condensator scade exponenţial cu aceeaşi constantă de timp τ, conform relaţiei:

$$U_s = Ae^{-\frac{t}{\tau}},$$

unde $A = U_i Q\left(1 - e^{-\frac{t_i}{\tau}}\right)$ este amplitudinea tensiunii pe condensator în momentul terminării impulsului de intrare.

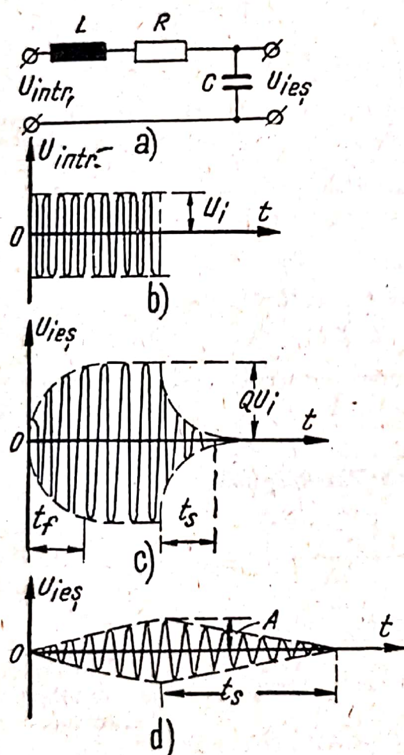


Fig. 18-11. Acţiunea impulsurilor radio asupra circuitului oscilant rezonant:
a — schema; *b* — impulsul de intrare; *c* — impulsul de ieşire cu condiţia ca $t_i > Q/f_0 = 1/B$; *d* — idem, cu condiţia $t_i < Q/f_0$;

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR};\ t_f = t_s = 3\frac{Q}{\pi f_0} \approx \frac{Q}{f_0} \approx \frac{1}{B};$$

B — banda de trecere; $f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$;
Q — factorul de calitate.

Amplitudinea maximă a tensiunii pe condensator ajunge pînă la valoarea $A = QU_i$, dacă $t_i \geqslant 3\tau$, deci cu condiţia $t_i = 3/\pi B \approx 1/B$. La trecerea impulsului dreptunghiular prin circuitul oscilant, impulsul este distorsionat, frontul anterior şi frontul posterior variază după o lege exponenţială. Duratele celor două fronturi sînt egale cu inversul benzii de trecere

$$t_f = t_s = \frac{1}{B}$$

numai dacă t_f, $t_s < t_i$.

Distorsiunile impulsului sînt cu atît mai reduse, cu cît este mai mare banda de trecere a circuitului oscilant. Această condiţie rezultă şi din reprezentările spectrale: cu cît este mai largă banda de trecere, cu atît vor trece prin circuitul oscilant un număr mai mare de armonice ale impulsului radio.

Această condiţie este valabilă pentru impulsurile de orice formă. Distorsiunile vor fi minime atunci cînd banda de trecere va îndeplini condiţia $B \gg k/t_i$, unde constanta k este de aproximativ cîteva unităţi şi depinde de distorsiunile admisibile.

Acţiunea circuitului RC asupra impulsului dreptunghiular

Influenţa circuitului RC asupra impulsurilor dreptunghiulare este arătată în fig. 18-12. Forma impulsului la

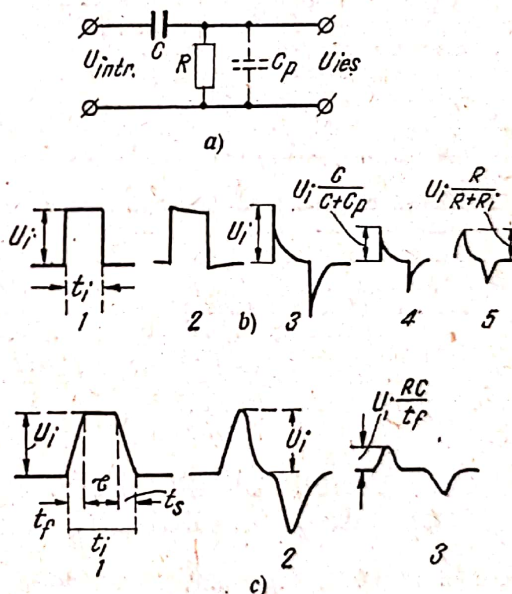


Fig. 18-12. Trecerea impulsurilor prin circuitul format din C şi R legate în serie:
a — schema; *b* — trecerea impulsului dreptunghiular (*1* — impulsul de intrare; *2* — impulsul de ieşire cînd $RC \gg t_i$; *3* — impulsul de ieşire cînd $RC \ll t_i$; *4* — idem, ţinîndu-se seama de capacitatea parazită C_p; *5* — idem, ţinîndu-se seama de C_p şi de rezistenţa internă R_i a generatorului de impulsuri, care alimentează circuitul RC); *c* — trecerea impulsului trapezoidal (*1* — impulsul de intrare; *2* — impulsul de ieşire cînd $t_f < \tau \ll t_i$; *3* — idem, cînd $\tau < t_f$).

ieşire depinde de relaţia dintre durata impulsului t_i şi constanta de timp a circuitului $\tau = RC$. In cazul cînd $RC \gg t_i$ pe durata impulsului, tensiunea pe condensator nu are timp să-şi modifice valoarea şi impulsul la ieşire va avea distorsiuni neglijabile. Astfel, impusurile culese de pe rezistenţa R

în mod practic sînt o repetare a impulsurilor de intrare. Asemenea circuite se folosesc ca circuite de cuplaj între etajele de amplificare și au destinația de a împiedica trecerea componentei continue de pe anodul etajului precedent la grila etajului următor.

Cînd $RC \ll t_i$ pe durata impulsului, condensatorul are timpul suficient pentru a se încărca și tensiunea pe rezistența R scade exponențial de la maximum la zero. După terminarea impulsului, condensatorul C se descarcă. Curentul de descărcare produce pe rezistența R o tensiune care variază exponențial și are polaritate opusă impulsului de intrare.

Aceste circuite sînt denumite circuite de diferențiere; la ieșirea lor se obțin două impulsuri scurte, de polaritate pozitivă și negativă.

In cazul intermediar ($RC \approx t_i$) semnalul de ieșire are două salturi de amplitudine U_i (în momentele fronturilor anterior și respectiv posterior) legate prin două curbe exponențiale.

Circuitele de diferențiere sînt folosite pentru obținerea impulsurilor de scurtă durată. Durata impulsului la ieșirea din circuitul de diferențiere se micșorează cu atît mai mult cu cît constanta de timp RC este mai mică față de t_i.

La circuitele de diferențiere trebuie să se ia în considerație influența capacităților parazite ale montajului, rezistența internă a generatorului de impulsuri și fronturile anterior și posterior ale impulsurilor.

Datorită capacității parazite C_p, cuplată în paralel cu rezistența R, amplitudinea impulsului de ieșire se micșorează.

Capacitatea circuitului de diferențiere trebuie aleasă mai mare decît C_p; $C > (5 \ldots 10)C_p$. Practic, capacitatea minimă are o valoare de ordinul 40—100 pF.

Nici rezistența R nu poate fi luată oricît de mică, ea fiind limitată inferior de rezistența internă a generatorului, care șuntează circuitul de diferențiere. Este de dorit ca R să fie cu mult mai mare decît rezistența internă R_i a generatorului de impulsuri. De obicei R are o valoare cuprinsă între 10 și 100 kΩ;

18-4. INTIRZIEREA IMPULSURILOR CU AJUTORUL LINIILOR

Pentru întîrzierea impulsurilor se pot folosi liniile electrice artificiale precum și liniile ultrasonore care au la bază fenomenele de magnetostricțiune și piezoelectricitate.

Intîrzierea cu ajutorul liniilor electrice

Liniile electrice sînt constituite din filtre trece-jos de bandă largă. Ele au destinația de a întîrzia impulsurile video, pe o durată începînd de la fracțiuni de microsecundă pînă la 20—50 μS.

Intîrzierea în linie este determinată de procesele de trecere ale impulsului prin elementele liniei. Pentru ca în linie să nu apară reflexii, aceasta trebuie să fie închisă pe o sarcină egală cu impedanța caracteristică W. In cazul liniei deschise, de la capătul acesteia impulsul de tensiune se reflectă, avînd aceeași polaritate ca și impulsul direct (are loc reflectarea undei de tensiune fără schimbare de semn). In cazul liniei în scurtcircuit, impulsul de tensiune se reflectă cu o polaritate opusă celei a impulsului direct.

Ca linii electrice de întîrziere se pot utiliza linii cu constante concentrate și linii cu constante distribuite.

Linia cu constante distribuite este alcătuită de obicei în formă de spirală înfășurată pe o tijă dielectrică elastică, pe deasupra căreia se îmbracă o împletitură de cupru, izolată de spirală printr-un strat dielectric.

In partea exterioară, spirala se acoperă cu o îmbrăcăminte de protecție din masă plastică. Spirala alcătuiește inductanța liniei, iar capacitatea este formată între spirală și împletitura liniei.

Impedanța caracteristică a liniei este:

$$W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}},$$

unde L_1 și C_1 sînt inductanța și respectiv capacitatea pe unitatea de lungime.

De obicei C_1 este de ordinul 10—20 pF/cm.

Valoarea impedanței caracteristice W se poate varia în special datorită mărimii L_1 și are o mărime de la cîteva sute de ohmi pînă la 1—1,5 kΩ. Mărirea impedanței caracteristice a liniei se poate realiza prin lărgirea diametrului spiralei, ceea ce duce însă la mărirea gabaritului liniei.

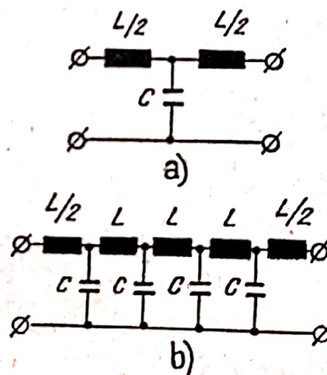


Fig. 18-13. Linia de întîrziere cu constante concentrate:
a — celula elementată; *b* — notarea liniei în schemă.

Timpul de întîrziere a liniei pe unitatea de lungime este dat de expresia:

$$t_1 = \sqrt{L_1 C_1},$$

unde L_1 se exprimă în μH/cm; C_1 în μF/cm, iar t_1 în μs/cm.

Pentru mărirea timpului de întîrziere și a impedanței W de $\sqrt{\mu}$ ori spirala se înfășoară pe o tijă elastică de ferită (μ este permeabilitatea magnetică a tijei).

In practică astfel de linii se folosesc pentru întîrzieri mici (fracțiuni și unități de microsecundă). Pentru obținerea întîrzierilor mari, rezultă linii cu lungimi apreciabile care au în afară de dezavantajul gabaritului și pe acela al unei atenuări mari a impulsului transmis.

Liniile cu constante concentrate sînt alcătuite dintr-un număr mare de celule (filtre elementare) legate în cascadă (fig. 18-13).

Impedanța caracteristică a liniei este:

$$W = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

iar timpul de întîrziere

$$t_{ret} = n\sqrt{LC}$$

unde n este numărul celulelor.

Mărimile L și C nu se pot alege arbitrar, ele fiind condiționate de necesitatea asigurării unei benzi suficient de largi pentru trecerea nedistorsionată a impulsurilor.

Tabela 18-1

Trecerea impulsurilor prin cele mai simple circuite RC și LC

Schema circuitului	Formula tensiunii de ieșire		Relațiile fundamentale pentru impulsurile de ieșire		
	$t<t_i$	$t>t_i$			
C, R	$U_i e^{-\frac{t}{\tau}}$	$-U_i\left(e^{-\frac{t_i}{\tau}}-1\right)e^{-\frac{t-t_i}{\tau}}$	$RC=10t_i$ Nr. 1: $A=U_i$; $B=0{,}1U_i$	$RC=t_i$ Nr. 2: $A=U_i$; $B=0{,}64U_i$	$RC=0{,}1t_i$ Nr. 3: $A=U_i$; $B=U_i$
R_i, C, R	$U_i\frac{R}{R_i+R}e^{-\frac{t}{\tau}}$ $\tau=(R_i+R)C$	$-U_i\frac{R}{R_i+R}\left(e^{-\frac{t_i}{\tau}}-1\right)e^{-\frac{t-t_i}{\tau}}$ $\tau=(R_i+R)C$	$\tau=10t_i$ Nr. 1: $A=U_i\frac{R}{R_i+R}$; $B=0{,}1A$	$\tau=t_i$ Nr. 2: $A=U_i\frac{R}{R_i+R}$; $B=0{,}64A$	$\tau=0{,}1t_i$ Nr. 3: $A=U_i\frac{R}{R_i+R}$; $B=A$
R, L	$U_i e^{-\frac{t}{\tau}}$ $\tau=\frac{L}{R}$	$-U_i\left(e^{-\frac{t_i}{\tau}}-1\right)e^{-\frac{t-t_i}{\tau}}$ $\tau=\frac{L}{R}$	$\frac{L}{R}=10t_i$ Nr. 1: $B=0{,}1U_i$	$\frac{L}{R}=t_i$ Nr. 2: $B=0{,}64U_i$	$\frac{L}{R}=0{,}1t_i$ Nr. 3: $B=U_i$
R, C	$U_i\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$	$U_i\left(e^{-\frac{t_i}{\tau}}-1\right)e^{-\frac{t-t_i}{\tau}}$	$RC=10t_i$ Nr. 4: $B=0{,}1t_i$	$RC=t_i$. Nr. 4: $B=0{,}1t_i$	$RC=0{,}1t_i$ Nr. 5: $B=U_i$

Impuls de intrare — Impulsuri de ieșire

U_i, t_i; A, B; A, B, U_i; A, B; B; B

Nº1 Nº2 Nº3 Nº4 Nº5

Frecvenţa de tăiere a liniei considerate ca filtru de joasă frecvenţă este

$$f_{tăiere}=\frac{2\ldots4}{t_i},$$

unde t_i este durata impulsului.

Mărimile n, L, şi C sînt legate prin relaţiile:

$$n=\frac{t_{ret}}{\sqrt{LC}};\quad L=0{,}1R_s t_i;\quad C_1=0{,}1\frac{t_i}{R_s},$$

unde R_s este mărimea rezistenţei de sarcină egală ca valoare cu impedanţa caracteristică W.

Pentru îmbunătăţirea indicilor calitativi ai liniei între inductanţele celulelor succesive se stabileşte un anumit cuplaj.

Coeficientul optim de cuplaj este aproximativ egal cu 1,27.

Dacă rezistenţa de sarcină pe care este conectată linia este diferită ca valoare de impedanţa caracteristică a liniei, au loc reflexii ale impulsului direct. In fig. 18-14 sînt reprezentate impulsurile directe şi reflectate în cele două cazuri — cu linia în scurtcircuit şi cu linia în gol.

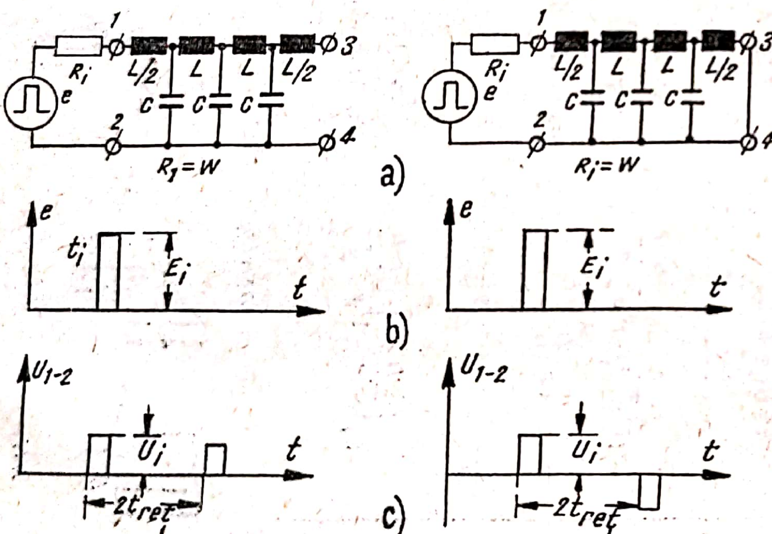


Fig. 18-14. Reflexia impulsurilor de la capătul de sarcină al liniei de întîrziere: *a* — linia în gol şi scurtcircuit (rezistenţa generatorului de impulsuri este egală cu impedanţa liniei); *b* — forţa electromotoare a generatorului $E_i=2U_i$ (în momentul cuplării tensiunea se repartizează egal între rezistenţa internă a generatorului $R_i=W$ şi rezistenţa de intrare a liniei, egală de asemenea cu W); *c* — tensiunea la bornele de intrare *1* şi *2* ale liniei; în cazul cînd timpul de trecere $2t_{ret}$ al impulsului depăşeşte durata impulsului t_i (micşorarea amplitudinii impulsurilor emise se datoreşte atenuării liniei).

Impulsul de tensiune reflectat ajunge la intrarea liniei după un timp egal cu 2 t_{ret}; polaritatea sa coincide cu cea a impulsului iniţial aplicat sau este de sens contrar, după cum linia se află în gol sau în scurtcircuit.

Liniile cu constante concentrate se folosesc pentru întîrzieri ale impulsurilor pînă la unităţi şi zeci de microsecunde. Cu mărirea timpului de întîrziere şi, deci, a numărului de celule componente, creşte atenuarea generală, astfel încît amplitudinea impulsurilor de ieşire se micşorează apreciabil.

Intirzierea impulsurilor cu ajutorul liniilor ultrasonore

Aceste linii se folosesc pentru întîrzieri ale impulsurilor pe durate de la 100 µs pînă la cîteva mii de microsecunde. Impulsurile electrice video se transformă în impulsuri ultrasonore care se propagă prin mediul conductor de sunete şi ajung la intrarea în receptor; acesta face transformarea inversă a impulsurilor ultrasonore în impulsuri electrice. Timpul total de întîrziere este egal cu lungimea acustică a drumului străbătut de impuls împărţită cu viteza ultrasunetului în mediul dat.

Pentru transformarea impulsurilor se folosesc fenomenele de magnetostricţiune şi piezoelectricitate.

In primul caz, elementele traductoare sînt alcătuite dintr-o bobină ale cărei spire sînt înfăşurate pe o bandă din material cu proprietăţi magnetostrictive (de exemplu, nichelul). La trecerea impulsului electric, acesta provoacă deformarea mecanică a materialului magnetostrictiv, ceea ce duce la apariţia unei unde ce se propagă de-a lungul linei şi ajunge la bobina de recepţie, unde din nou este transformată în impuls electric.

In al doilea caz ca traductoare se folosesc plăcile de cuarţ piezoelectric sau cristalele de sare Seignette. Pe partea emiţătoare elementul piezoelectric este excitat de impulsul video, cea ce are ca rezultat crearea unor oscilaţii ultrasonore de înaltă frecvenţă (de perioadă cu mult mai mică decît durata impulsului) care se propagă în mediu solid sau lichid. La recepţie are loc transformarea inversă a oscilaţiilor ultrasonore în impulsuri video care după detectare formează un nou impuls întîrziat faţă de impulsul video.

Ca mediu de întîrziere, în liniile ultrasonore se folosesc de obicei mercurul, cuarţul, aliajele de magneziu, oţelul.

Viteza de propagare a ultrasunetului în mercur este aproximativ de 0,15 cm/µs, iar în corpurile solide — 0,55 cm/µs. Intîrzierea totală a impulsului $t_{ret}=l/v$, unde l este lungimea acustică a drumului undei ultrasonore. Pentru reducerea dimensiunilor liniei, deseori, se folosesc undele reflectate de marginile conductorului de sunet.

18-5. LIMITATOARE

Se numeşte limitator instalaţia electronică în care tensiunea de ieşire rămîne neschimbată indiferent de valoarea tensiunii de intrare (după ce aceasta a trecut cu un anumit nivel denumit tensiune limită). Pînă în momentul cînd tensiunea de intrare atinge valoarea limită, tensiunea de ieşire repetă forma de variaţie a tensiunii de intrare.

In funcţie de raportul dintre semnalul de intrare şi valoarea limită se deosebesc următoarele tipuri de limitatoare:

— s u p e r i o a r e (de maximum), cînd instalaţia are numai limitare sus (la mărirea tensiunii de intrare);

— i n f e r i o a r e (de minimum), cînd instalaţia are numai limitare jos (la micşorarea tensiunii de intrare);

— **bilaterale**, cînd instalaţia are atît limitare sus cît şi jos.

Caracteristica fundamentală a limitatorului exprimă dependenţa dintre tensiunile de ieşire şi de intrare. Pentru limitatorul bilateral caracteristica are o formă de linie frîntă

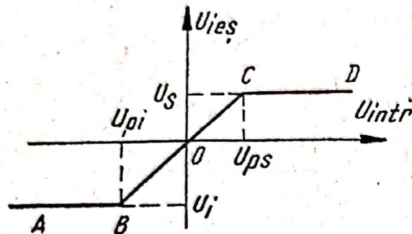


Fig. 18-15. Caracteristica limitatorului bilateral (dependenţa dintre tensiunea de ieşire şi tensiunea de intrare):
U_{ps} **şi** U_{pi} **— limitele superioară şi respectiv inferioară.**

(*ABCD* din fig. 18-15). Pragul superior U_{ps} şi inferior U_{pi} şi nivelurile de limitare U_s şi U_i pot fi pozitive sau negative.

In practică se folosesc limitatoare cu diode sau tuburi cu mai mulţi electrozi.

Limitatoare cu diode

Funcţionarea limitatorului cu diodă se bazează pe proprietăţile neliniare ale diodei, care constau în schimbarea bruscă a valorii rezistenţei interne la schimbarea polarităţii tensiunii aplicate pe electrozi.

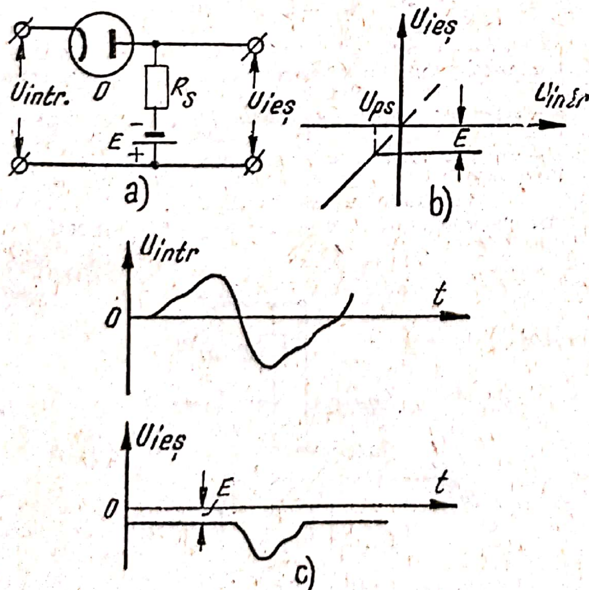


Fig. 18-16. Limitator serie cu diodă, cu limitare sus:
a — **schema;** *b* — **caracteristica;** *c* — **diagramele de timp ale tensiunilor de intrare şi ieşire. Limita** $U_{ps}=E<0$.

In schemele limitatoarelor se pot folosi diodele cu vid sau semiconductoare. In ultimul caz, tensiunea de intrare trebuie să fie mai mică decît tensiunea de străpungere.

După sistemul de conectare al diodei în raport cu rezistenţa de sarcină se deosebesc limitatoare serie şi paralel.

La limitatorul serie dioda *D* se inseriază cu rezistenţa de sarcină R_s (fig. 18-16).

Pentru o funcţionare precisă a limitatorului este necesar să fie îndeplinite următoarele condiţii:

$$R_D \ll R_s \ll R_{D\,inv},$$

unde R_D şi $R_{D\,inv}$ sînt rezistenţele directă şi respectiv inversă ale diodei.

Dacă anodul diodei este conectat la rezistenţa de sarcină, limitatorul este cu limitare sus. Dioda *D* conduce cînd semnalul de intrare este mai mic decît forţa electromotoare *E* a bateriei.

In timpul cînd dioda conduce, tensiunea de ieşire repetă legea de variaţie a semnalului de intrare. Dacă semnalul de intrare depăşeşte mărimea forţei electromotoare *E* a bateriei, dioda se blochează şi tensiunea de ieşire rămîne invariabilă şi egală cu *E*.

Pragul superior $U_{ps}=E$. Dacă este necesar $U_{ps}=0$, bateria nu se foloseşte. Pentru obţinerea limitării inferioare trebuie inversată cuplarea diodei în schemă.

In limitatorul paralel dioda se cuplează paralel cu rezistenţa de sarcină R_s (fig. 18-17).

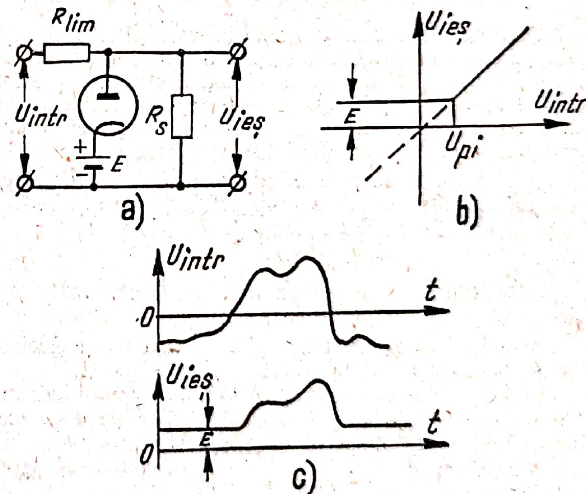


Fig. 18-17. Limitator paralel cu diodă, cu limitare jos:
a — **schema;** *b* — **caracteristica;** *c* — **diagramele de timp. Limita** $U_{pi}=E>0$.

Se alege $R_D \ll R_{lim} \ll R_s \ll R_{D\,inv}$. Datorită acestui fapt, în cazul cînd dioda conduce, o mare parte a tensiunii de ieşire se aplică pe R_{lim} şi semnalul la ieşire, practic, rămîne cu un nivel neschimbat.

In cazul cînd dioda nu conduce, întreaga tensiune ajunge pe sarcină. Cu ajutorul bateriei se stabileşte pragul de limitare.

In practică deseori se foloseşte schema cu cuplarea serie a diodei, deoarece asigură o limitare precisă şi independentă de mărimea sarcinii.

Limitatoarele bilaterale cu diode reprezintă în majoritatea cazurilor o combinare a limitatoarelor sus (cu pragul U_{ps}) şi jos (cu pragul U_{pi}), deci $U_{ps}>U_{pi}$ (fig. 18-18).

La funcţionarea limitatoarelor trebuie să se ia în consideraţie acţiunea capacităţii parazite C_p, care şuntează rezistenţa de sarcină. Capacitatea parazită este formată din capacitatea montajului şi capacitatea de intrare a sarcinii.

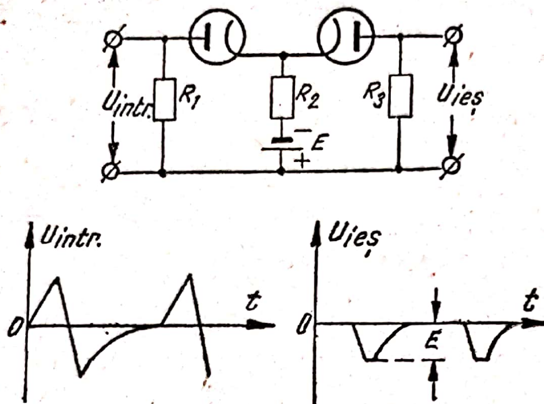


Fig. 18-18. Limitator bilateral cu diodă $U_{ps}=0$; $U_{pi}=E$. Tensiunea de ieşire este egală cu zero, dacă tensiunea de intrare este mai mică decît tensiunea limită ($U_{intrare}<E$); $U_{ieşire}=E=-1{,}5$ V cînd $|U_{intrare}|<1{,}5$ V ; $R_1=R_3=20$ kΩ ; $R_2=2$ kΩ.

Dacă se limitează un semnal cu variaţii rapide, capacitatea parazită influenţează asupra fronturilor anterior şi posterior, astfel încît semnalul la ieşire nu mai prezintă variaţii bruşte, ci exponenţiale. Pentru distorsionarea minimă a semnalului limitat trebuie micşorată pe cît posibil constanta de timp R_sC_p ; deoarece capacitatea parazită C_p nu poate fi anulată, ea prezentînd o oarecare valoare, pentru micşorarea constantei de timp este necesară şi reducerea valorii rezistenţei de sarcină R_s.

Limitatoare cu tuburi cu mai mulţi electrozi

Limitarea cu ajutorul tuburilor cu mai mulţi electrozi se realizează prin folosirea triodelor şi pentodelor.

Limitarea jos se obţine prin blocarea curentului anodic al tubului. Limitarea sus se poate obţine pe două căi: 1) cu limitatoare pe grilă care se bazează pe conductibilitatea unilaterală a porţiunii grilă-catod, tubul acţionînd analog diodei din schema limitatorului cu diodă paralel (fig. 18-19); 2) cu limitare anodică, care se realizează alegînd astfel punctul de funcţionare al tubului încît pentru tensiunea de prag acesta să se deplaseze în regiunea zonei de saturaţie a caracteristicii $i_a=f(U_g)$.

Mărind peste limită semnalul de intrare, practic pe rezistenţa de sarcină nu se mai produc variaţii de tensiune, deoarece curentul rămîne constant în zona de saturaţie a caracteristicii.

Tuburile cele mai utilizate ca limitatoare sînt pentodele, deoarece curentul anodic al acestora poate fi blocat brusc.

Ca limitatoare bilaterale adesea se folosesc schemele cu două tuburi, cu rezistenţă catodică comună (fig. 18-20). Limitarea se realizează datorită închiderii succesive a triodelor în momentele cînd tensiunea atinge valoarea de prag.

Pentru acest tip de limitatoare se utilizează de obicei dublele triode de tip 6H15П, 6H2П, 6H1П, 6H8C. Avantajul acestor scheme constă în simplitatea reglării pragurilor de limitare.

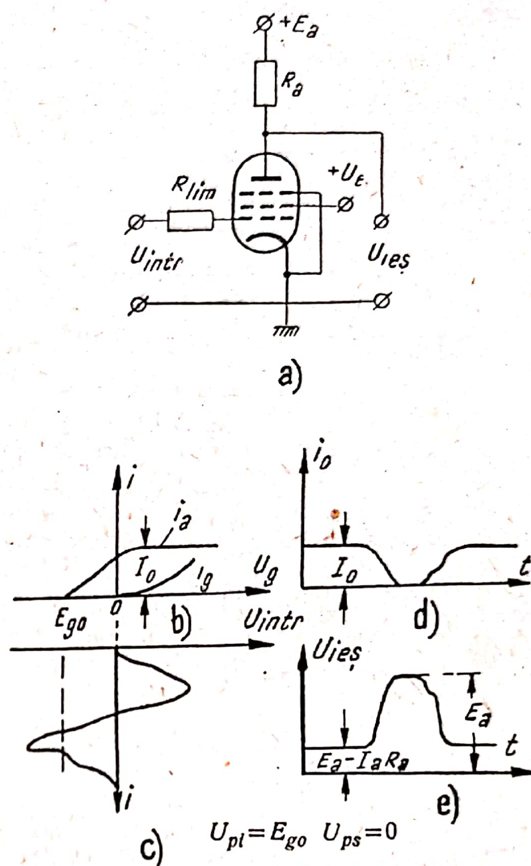


Fig. 18-19. Limitator bilateral cu tuburi, cu limitare sus pe grilă:

a — schema ; *b* — caracteristicile dinamice ale curenţilor anodic i_a şi de grilă i_g; *c* — tensiunea de intrare ; *d* — curentul anodic ; *e* — tensiunea de ieşire. Limita inferioară U_{pi} este egală cu tensiunea de tăiere E_{go}, iar limita superioară cu U_{ps}.

De obicei $R_a=10 \ldots 20$ kΩ, iar $R_{lim}=0{,}5 \ldots 1$ MΩ.

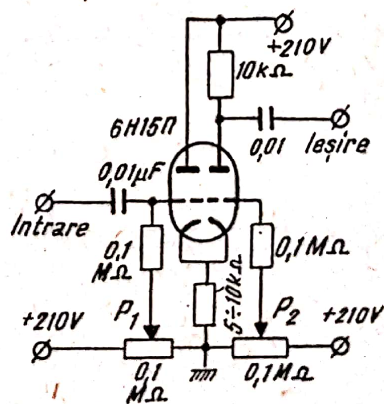


Fig. 18-20. Limitator bilateral cu dublă triodă. Potenţiometrele P_1 şi P_2 sînt destinate pentru fixarea limitelor superioară şi inferioară.

18-6. MULTIVIBRATOARE

Multivibratorul pentru obținerea impulsurilor dreptunghiulare este constituit dintr-un generator realizat de obicei cu ajutorul a două tuburi (fig. 18-21).

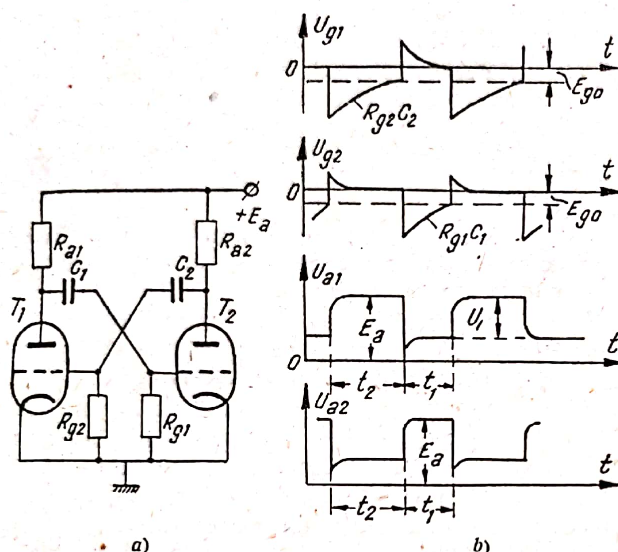


Fig. 18-21. Multivibratorul :

a — schema ; *b* — diagramele de timp ale tensiunii pe grilele și anozii primului și celui de-al doilea tub. Exemplu : T_1T_2 — 6H1П C_1=C_2=100 pF ; $R_{g1}=R_{g2}$=200 kΩ ; E_a=250 V ; $R_{a1}=R_{a2}$=5 kΩ ; $F_r=\frac{1}{T_r}\approx$15 kHz ; amplitudinea impulsurilor de ieșire U_i=70 V.

In decursul unei jumătăți de perioadă sau pentru un timp mai scurt, un tub conduce (de exemplu T_1), iar celălalt este blocat (T_2). După un interval de timp determinat, cînd tensiunea pe grila tubului blocat T_2 ajunge la pragul de tăiere, are loc bascularea montajului ; procesul crește în avalanșă și se produce deschiderea tubului T_2 și blocarea tubului T_1.

Durata de timp cît fiecare din tuburile T_1 și T_2 conduc (t_1 respectiv t_2) depinde de constanta de timp a circuitului format din rezistența cuplată în grila tubului închis și condensatorul conectat între această rezistență și anodul tubului deschis ($R_{g2}C_2$, respectiv $R_{g1}C_1$).

Duratele t_1 și t_2 se calculează cu ajutorul formulelor :

$$t_1=2{,}3R_{g1}C_1\lg\frac{I_0R_{a1}}{E_{g0}},$$

$$t_2=2{,}3R_{g2}C_2\lg\frac{I_0R_{a2}}{E_{g0}},$$

unde I_0 este curentul anodic al tuburilor T_1 și T_2 pentru o tensiune de grilă nulă (tuburile se presupun identice, iar E_{g0} este tensiunea de tăiere a tuburilor T_1 și T_2).

Perioada oscilațiilor multivibratorului este dată de expresia :

$$T=t_1+t_2.$$

Practic este greu de obținut raportul t_1/T sau t_2/T mai mic de 0,1 (sau mai mare de 0,9).

Pentru multivibratorul simetric, cînd tuburile sînt identice, iar parametrii simetrici :

$$T=4{,}6R_gC\lg\frac{I_0R_a}{E_{g0}}.$$

In calculele aproximative se poate utiliza expresia $T\approx 4{,}6\ R_gC$.

La alegerea parametrilor unui multivibrator trebuie ținut seama de următoarele considerente : capacitatea condensatoarelor trebuie să depășească de 10—15 ori capacitatea de intrare a fiecăruia dintre etajele de amplificare, care intră în componența multivibratorului (de obicei nu mai mică de 150—300 pF); rezistențele din circuitele anodice trebuie să fie de 5—15 ori mai mici decît cele din circuitele de grilă. Cele mai utilizate sînt dublele triode de tip 6H2П, 6H15П etc.

Deseori se folosește pentru multivibrator varianta cu grila pozitivată (fig. 18-22); această schemă prezintă față de montajele anterioare o mare stabilitate a frecvenței.

Funcționarea multivibratorului poate fi sincronizată cu ajutorul tensiunilor sinusoidale sau cu ajutorul impulsurilor avînd frecvența de repetiție fie egală cu frecvența de basculare a multivibratorului fie mai mică sau mai mare de un număr întreg de ori față de aceasta.

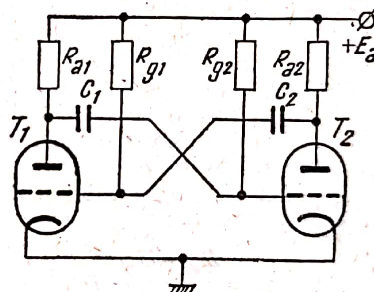


Fig. 18-22. Multivibratorul cu grila pozitivată.

In schemă se aleg : R_{a1}—R_{a2}— cîtiva kiloohmi ; R_{g1}=R_{g2}— cîteva sute de kiloohmi ; C_1 — cîteva sute de picofarazi.

Tensiunea de sincronizare se poate aplica în circuitul de grilă sau în circuitul anodic.

Circuitul basculant monostabil (fig. 18-23).

Această schemă are o stare de echilibru stabil, corespunzătoare funcționării cu tubul T_2 deschis și T_1 închis. La aplicarea unui impuls de pornire, schema basculează ; T_1 se deschide, iar T_2 se blochează. In noua stare, montajul rămîne un timp t_i, după care revine la situația inițială. Pe anodul tubului deschis apare în pauză un impuls pozitiv. Durata impulsului este dată de expresia :

$$t_i=2{,}3R_gC\lg\frac{E_a-I_{02}R_c+I_{01}R_{a1}}{E_a+E_{g0}-I_{01}R_c},$$

unde : I_{01} este curentul anodic al tubului T_1 în cazul tubului T_2 blocat ;

I_{02} — curentul anodic al tubului T_2 în regimul inițial ;

E_{g0} — tensiunea de tăiere a tubului T_2.

Durata impulsului se poate modifica fin în limite largi (de la unități pînă la cîteva sute de microsecunde)

prin reglarea potențialului grilei tubului T_1 și în trepte prin variația capacității condensatoarelor. Prin mărirea tensiunii U_p, durata impulsului t_i crește aproape liniar; t_i se poate de asemenea modifica cu ajutorul rezistenței R_g. In limite restrinse se poate modifica durata impulsului t_i prin

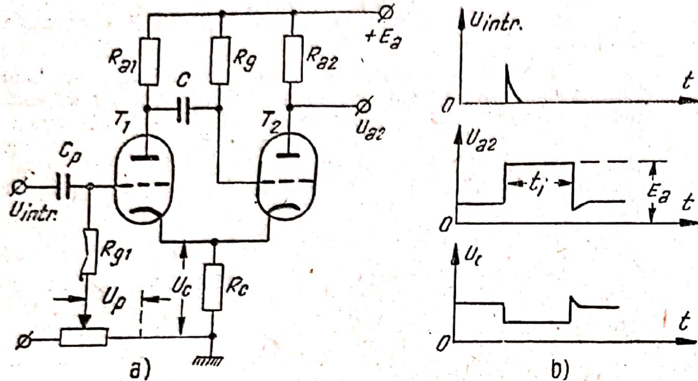


Fig. 18-23. Circuitul basculant monostabil:
a — schema; *b* — diagramele de timp ale tensiunilor. Valorile elementelor; $R_{a1}=R_{a2}=(2...10)$ kΩ; $R_c=(1...10)$ kΩ; $R_g=(0,5...1,5)$ MΩ; $C=(300...5000)$ pF; $R_{g1}=0,5$ MΩ.

reglarea rezistenței R_c (t_i se mărește la micșorarea lui R_c).

Trebuie specificat că în aceste scheme nu se poate obține o durată t_i mai mare de 0,8—0,85 din intervalul între impulsurile de pornire, deoarece montajul trebuie să revină în starea de echilibru inițială.

Pentru asigurarea unei funcționări normale a montajului analizat este necesar ca:

$$R_c \geqslant \frac{E_{g0}-U_p}{I_{02}}.$$

In caz contrar, tubul T_1 nu se va bloca și circuitul basculant monostabil intră în regim autooscilant.

Pe de altă parte, tensiunea U_p nu trebuie să fie prea mică, deoarece în asemenea situație nu se mai produce bascularea și montajul va funcționa ca un amplificator cu două etaje cu reacție negativă (prin rezistența R_c).

Comanda montajului se realizează printr-un impuls pozitiv aplicat pe grila de comandă a tubului T_1 sau printr-un impuls negativ aplicat pe anodul lui. De menționat că pentru pornire se folosește o triodă suplimentară. Amplitudinea impulsurilor de pornire se alege pe cale experimentală între 0,1 și 20 V.

Se întîlnește de asemenea și varianta cu cuplaj catodic (rezistența R_g se conectează în catodele tuburilor).

18-7. FANTASTRONUL

Fantastronul servește (fig. 18-24) pentru obținerea impulsurilor de formă trapezoidală și de asemenea pentru formarea impulsurilor a căror durată variază proporțional cu tensiunea de comandă.

Funcționarea fantastronului este bazată pe descărcarea liniară a unui condensator C, cuplat între anodul și grila de comandă a unui etaj de amplificare cu coeficient mare de amplificare. Descărcarea condensatorului începe în momentul aplicării impulsului de comandă și se termină cînd tensiunea pe anodul tubului scade pînă la o anumită valoare.

In montajele fantastron se folosesc tuburi cu mulți electrozi, ca de exemplu heptodele (de tip obișnuit 6A7) sau pentodele (de tip 6Ж2П).

Reglarea duratei impulsului, care descrește liniar pe anod (a impulsului negativ pe catod și pozitiv pe grila-ecran), se realizează prin variația potențialului anodului tubului T_1 cu ajutorul unui potențiometru de precizie P, conectat în catodul diodei T_2.

Trioda T_3 servește pentru reducerea timpului de revenire a montajului în starea inițială, după încetarea impulsului de comandă.

Pornirea fantastronului se realizează cu ajutorul impulsurilor negative aplicate pe anodul tubului T_1 (sau pozitive — pe grila-ecran).

Indicii care caracterizează fantastronul sînt:

1) liniaritatea mare a impulsului de tensiune pe anodul tubului (coeficientul de neliniaritate — 0,1%);

2) stabilitatea mare a duratei impulsului (la variația tensiunii sursei de alimentare cu ±10%, durata impulsului variază cu ±0,15%);

3) dependența mică a duratei impulsului la variația temperaturii (0,002% la o variație de 1 °C).

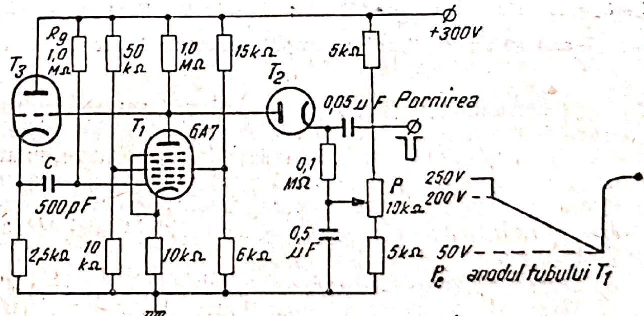


Fig. 18-24. Fantastronul cu heptodă de tip 6A7.
Potențiometrul P servește pentru reglarea duratei impulsului tensiunii în dinți de ferăstrău pe anodul tubului T_1.

Datorită acestor proprietăți, fantastronul a obținut o largă utilizare în schemele de reglaj precis al întîrzierii impulsurilor.

18-8. SCHEME DE CIRCUITE BASCULANTE BISTABILE (TRIGGERE)

Schemele basculante bistabile (triggere) au două stări de echilibru (fig. 18-25). In fiecare dintre aceste stări un tub este blocat, în timp ce celălalt conduce.

Pentru bascularea triggerului dintr-o stare în alta este necesar să se aplice semnale de comandă exterioare (de obicei impulsuri), a căror mărime trebuie să depășească un anumit nivel.

Impulsurile de tensiune obținute pe anozii tuburilor sînt în antifază și au formă aproape dreptunghiulară.

Bascularea schemei (după aplicarea semnalului exterior) se produce în timp foarte scurt sub acțiunea proceselor interioare în trigger (în fracțiuni de microsecundă). Pentru mărirea vitezei de basculare și îmbunătățirea condițiilor de pornire la aplicarea impulsurilor de comandă simultan pe ambele tuburi rezistențele R_1 se șuntează cu

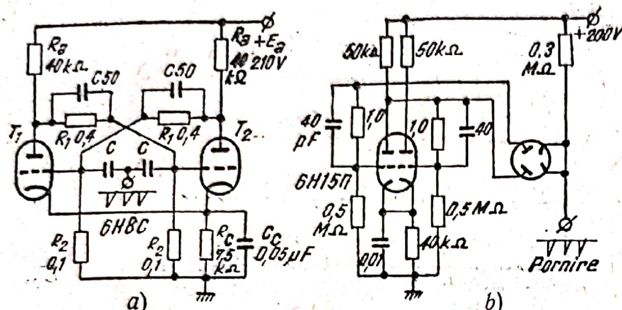


Fig. 18-25. Schemele triggerelor:
a — schema comandată cu impulsuri negative simultan pe ambele grile; *b* — schema comandată prin diodele de separare, cu impulsuri de polaritate negativă.

condensatorul C de capacitate mică (50—100 pF). Negativarea grilelor triodelor T_1 și T_2 se realizează cu ajutorul unei baterii exterioare sau se folosește negativarea automată prin rezistența R_c din circuitul catodic.

De obicei tuburile utilizate în circuitul basculant bistabil sînt duble triode (de tip 6H8C, 6H15П, 6H2П etc.).

Parametrii schemei pot fi variați în limite largi. Rezistențele R_a au ordinul de mărime de cîteva zeci de kiloohmi, rezistențele R_1 — de cîteva sute de kiloohmi, rezistențele R_c — pînă la 10 kΩ, iar rezistențele R_2=(0,5—10)R_1.

Triggerul poate fi comandat:

1) cu ajutorul impulsurilor de o singură polaritate, transmise pe rînd pe grilele triodelor;

2) cu ajutorul impulsurilor de o singură polaritate, transmise simultan pe grilele triodelor, prin condensatoare de capacitate mică; capacitatea formează împreună cu rezistența porțiunii grilă-catod a tubului deschis un circuit de diferențiere (o astfel de pornire se numește uneori de „calcul");

3) cu ajutorul impulsurilor de polarități diferite, aplicate pe grila uneia dintre triode.

Triggerul este mai sensibil pentru impulsurile de comandă negative.

Pentru o funcționare precisă a schemei este foarte important să se reducă cuplajul dintre circuitul de pornire și circuitul basculant propriu-zis, ceea ce se realizează cu ușurință prin folosirea diodelor de separare (fig. 18-25, *b*). In acest caz impulsul negativ ajunge numai pe grila tubului care conduce.

O caracteristică importantă a triggerului este timpul scurt de basculare, deci intervalul de timp dintre două impulsuri de pornire poate fi foarte mic, în care caz triggerul acționează cu mare precizie (fără salturi).

Bascularea rapidă a triggerului este caracterizată prin frecvența maximă de repetare a impulsurilor pentru care multivibratorul acționează fără salturi. Pentru triggerele realizate cu triode frecvența maximă are valori cuprinse între 100—200 kHz, iar pentru cele realizate cu pentode — 500 kHz—1 MHz; dacă se iau măsuri speciale, frecvența maximă poate să atingă valori pînă la 5—10 MHz.

La realizarea schemelor „trigger" tuburile electronice pot fi înlocuite cu tiratroane, tranzistoare sau tuburi cu catod rece.

Scheme care funcționează similar cu triggerul pot fi realizate prin folosirea bobinelor cu ferită, avînd miezurile cu caracteristica de histerezis apropiată de forma dreptunghiulară.

18-9. GENERATOARE AUTOBLOCATE

Generatorul autoblocat este foarte răspîndit; el generează tensiunea în formă de impulsuri, folosind un singur tub cu reacție prin transformator (fig. 18-26).

Cu ajutorul generatorului autoblocat se pot obține impulsuri cu durată foarte scurtă (de ordinul unităților și zecimilor de microsecunde), care au o frecvență de repetiție ce poate fi variată în limite largi (de la unități de herți pînă la sute de kiloherți).

Un element esențial în schema generatorului autoblocat îl constituie transformatorul de impulsuri, care se fabrică de obicei în condiții de uzină. Adesea acest transformator este prevăzut cu o înfășurare de sarcină suplimentară, prin care se realizează variația amplitudinii și a polarității cu impulsului și de asemenea adaptarea generatorului cu sarcină.

Curentul anodic circulă prin tubul generatorului autoblocat numai în timpul formării impulsurilor. De aceea, dacă umplerea impulsurilor este mare, în cazul unei puteri medii mici se poate obține o putere în impuls mare.

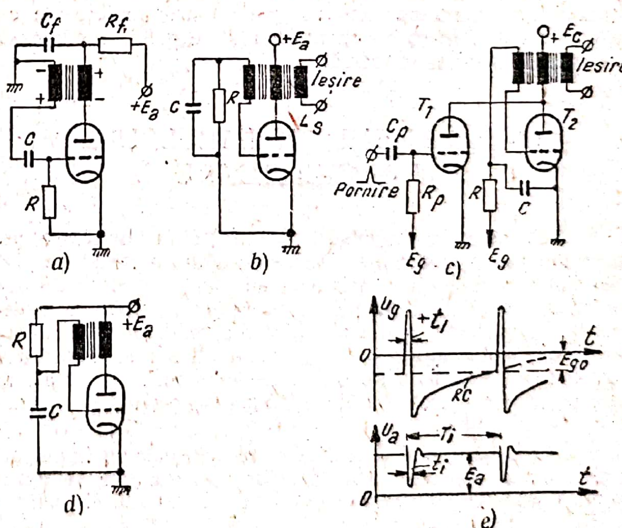


Fig. 18-26. Generatorul autoblocat:
a — schema de bază a generatorului autoblocat ($R_f C_f$ — filtru cu constantă de timp de cîteva ori mai mare decît perioada de repetiție); *b* — nou tip de schemă obținută din schema de bază prin cuplarea diferită a circuitului *RC* (L_s — înfășurarea de sarcină); *c* — generatorul autoblocat (negativarea inițială $E_g > E_{g0}$); pentru pornire este destinat tubul T_1 care în stare inițială de asemenea este blocat; impulsul de pornire are polaritate pozitivă; *d* — generatorul autoblocat cu grila pozitivată; *e* — diagramele de timp pe grilă u_g și pe anod u_a (pe grilă se generează impulsul pozitiv, iar pe anod impulsul negativ; E_{g0} — tensiunea de tăiere).

Cînd tubul este blocat, se produce descărcarea lentă a condensatorului C prin rezistența R. In momentul atingerii pragului de tăiere, tubul se deschide.

Datorită acțiunii reacției pozitive dintre înfășurările anodice și de grilă, este generat un impuls de amplitudine însemnată (în cazul conectării incorecte a capetelor înfășurărilor generatorul autoblocat nu se excită).

În procesul generării impulsului, tubul se află în regim de saturație accentuat, iar condensatorul C se încarcă prin curentul de grilă pînă cînd punctul de funcționare al tubului se deplasează în porțiunea nesaturată a caracteristicii după care urmează tăierea impulsului.

Apoi începe etapa îndelungată de descărcare a condensatorului prin rezistența R, tubul fiind blocat.

Frecvența de repetiție se reglează în limite largi prin modificarea valorii rezistenței R.

Durata impulsului se poate modifica în limite mici, variind capacitatea condensatorului C, a cărui mărime este de ordinul cîtorva sute de picofarazi.

Cînd tubul se blochează pot apărea oscilații parazite de înaltă frecvență ale tensiunilor de grilă și anod. Pentru atenuarea acestora, una dintre înfășurările transformatorului se șuntează cu o rezistență suplimentară, a cărei mărime se alege experimental.

În repaus, tubul generator poate fi blocat de o tensiune negativă inițială. În acest caz, impulsul este generat numai cînd acționează semnalul de pornire exterior, care aduce tubul în starea de deblocare.

Generatorul autoblocat se poate sincroniza ușor cu ajutorul semnalelor exterioare (sinusoidale, impulsuri și altele).

Pentru mărirea stabilității frecvenței de repetiție a impulsurilor uneori se folosesc generatoare autoblocate cu grila pozitivată, în care caz rezistența de grilă se cuplează la sursa de tensiune anodică.

18-10. SCHEME IN IMPULSURI CU TRANZISTOARE

Schemele în impulsuri pot folosi tranzistoare cu joncțiune sau punctiforme. Dintre acestea cele mai răspîndite sînt schemele cu tranzistoare cu joncțiune, deoarece ele au caracteristici mai stabile, o variație mai mică a parametrilor diferitelor exemplare, sînt mai stabile într-o gamă largă de temperaturi și au caracteristici mai favorabile pentru funcționarea în schemele de impulsuri. De aceea, în cele ce urmează sînt analizate numai schemele cu tranzistoare cu joncțiune.

După principiul de funcționare schemele în impulsuri realizate cu ajutorul tranzistoarelor cu joncțiune se aseamănă foarte mult cu schemele cu tuburi. De obicei tranzistoarele funcționează în schemă cu emitorul comun (deci colectorul este analog cu anodul tubului, baza cu grila, iar emitorul cu catodul).

Parametrii statici ai tranzistorului în regim de impulsuri

Bornele colector-emitor ale tranzistorului se pot folosi pentru comutare. In cazul acesta proprietățile tranzistorului (drept comutator) sînt mai bune decît ale tuburilor electronice.

Astfel, căderea de tensiune pe tranzistorul în stare de conducție nu depășește de obicei 0,1—0,2 V; curentul în stare de blocare se limitează la unități și zeci de microamperi, iar curenții de blocare care se pot comuta chiar cu ajutorul tranzistoarelor de mică putere ajung la sute de miliamperi.

Curenții și tensiunile remanente și, de asemenea, tensiunile și curenții de intrare care comută tranzistorul în stările de blocare și respectiv de conducție și o serie de alți parametri de bază pot fi determinați din familiile corespunzătoare ale caracteristicilor statice (fig. 18-27), sau calculați

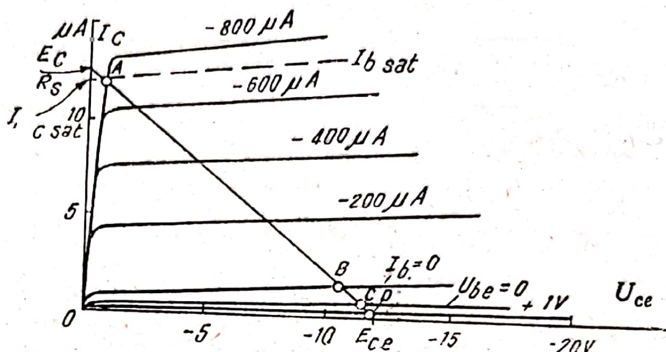


Fig. 18-27. Familia caracteristicilor de colector ale tranzistorului. Poziția punctelor de funcționare la tranzistorul deschis: A — în regimul de saturație; B — în regimul de tăiere cînd $I_b=0$; C — idem, cînd $U_{be}=0$; D — idem, cînd $U_{be}>0$ (pentru tranzistorul de tip pnp).

sub formă numerică pentru un anumit regim al tranzistorului. Curentul de saturație al colectorului $I_{c\,sat}$ este curentul maxim din circuitul de colector și din circuitul de sarcină, care poate lua naștere în cazul anumitor valori date de tensiunea sursei de alimentare a circuitului de colector și a rezistenței de sarcină R_s (fig. 18-28).

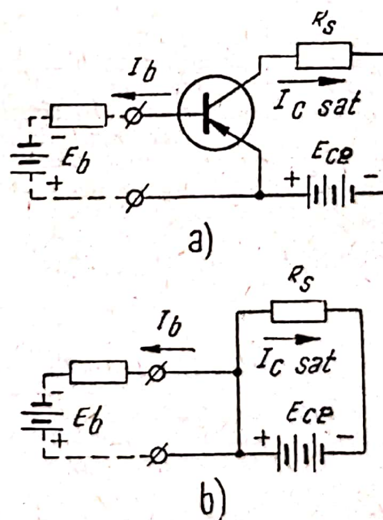


Fig. 18-28. a — Schema tranzistorului de comutare în stare de conducție; b — schema echivalentă simplificată în condiția $E_{ce} \gg U_{c\,sat}$ și $E_b > U_{b\,sat}$.

Deoarece căderea de tensiune pe tranzistorul deschis este foarte mică, practic

$$I_{c\,sat} = \frac{E_{ce}}{R_s}.$$

Deoarece curenții prea mari din circuitul de colector pot duce la distrugerea tranzistorului, de obicei se indică

valorile limită $I_{c\,sat}$ admisibil pentru tranzistorul considerat, în regimul de comutare.

Coeficientul de amplificare în curent continuu B arată de cîte ori curentul continuu al colectorului depăşeşte curentul continuu al bazei:

$$B=\frac{I_c}{I_b}.$$

În general valoarea B se deosebeşte de parametrul analog β definit pentru semnale mici şi depinde de curentul colectorului I_c.

Curentul de saturaţie al bazei $I_{b\,sat}$ este valoarea minimă a curentului bazei, pentru care curentul de colector ajunge la saturaţie:

$$I_{b\,sat}=\frac{I_{c\,sat}}{B}.$$

Întrucît mărimea $I_{c\,sat}$ depinde de schema în care este montat tranzistorul, curentul $I_{b\,sat}$ al aceluiaşi tranzistor în diferite scheme poate primi diferite valori.

Coeficientul de saturaţie K_{sat}. Pentru ca în cazul variaţiilor întîmplătoare ale parametrilor schemei sau ale parametrilor tranzistorului însuşi (de exemplu, în cazul temperaturii) tranzistorul să continue să funcţioneze în regim saturat, în schema de comutare întotdeauna se alege curentul bazei I_b mai mare decît valoarea $I_{b\,sat}$. Raportul dintre curentul de lucru al bazei tranzistorului în stare de conducţie şi curentul de saturaţie al bazei se numeşte coeficient de saturaţie:

$$K_{sat}=\frac{I_b}{I_{b\,sat}}.$$

De obicei mărimea K_{sat} se alege în limitele 2—3.

Întrucît valoarea suplimentară (care întrece $I_{b\,sat}$) a curentului bazei nu produce mărirea curentului de colector peste valoarea $I_{c\,sat}$, coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului, în schema de comutare, este mai mic decît valoarea B de K_{sat} ori

$$K_c=\frac{I_{c\,sat}}{I_b}=\frac{I_{c\,sat}}{I_{b\,sat}K_{sat}}=\frac{B}{K_{sat}}.$$

Căderea de tensiune pe colector la saturaţie $U_{c\,sat}$ este tensiunea dintre bornele colector-emitor în regim de saturaţie al tranzistorului. Această mărime depinde de valoarea curentului $I_{c\,sat}$ şi de coeficientul de saturaţie, micşorîndu-se în oarecare măsură o dată cu mărirea lui K_{sat}.

Însă chiar la limita de saturaţie cînd $K_{sat}=1\ldots1{,}1$ tensiunea $U_{c\,sat}$ nu depăşeşte fracţiuni de zecimi de volt.

Se constată o proporţionalitate aproximativ directă între tensiunea $U_{c\,sat}$ şi curentul $I_{c\,sat}$. De aceea, este definit şi un alt parametru — rezistenţa de saturaţie a colectorului

$$R_{c\,sat}=\frac{U_{c\,sat}}{I_{c\,sat}},$$

care depinde în oarecare măsură de curentul ales $I_{c\,sat}$.

La tranzistoarele de germaniu, de obicei $R_{c\,sat}=1\ldots5$ kΩ, iar la tranzistoarele de siliciu poate ajunge la sute de ohmi.

Tensiunea de saturaţie a bazei $U_{b\,sat}$ este tensiunea bazei în raport cu emitorul în regim de saturaţie. Mărimea $U_{b\,sat}$ se determină fie în cazul valorii date a curentului bază în regim de saturaţie, fie în zona de saturaţie, cînd $I_b=I_{b\,sat}$.

Valorile $U_{b\,sat}$ ale tranzistoarelor de germaniu sînt de ordinul 0,3...0,6 V.

Întrucît tensiunile $U_{c\,sat}$ şi $U_{b\,sat}$ de obicei sînt foarte mici în comparaţie cu tensiunile surselor de alimentare, în calcul ele deseori se neglijează, considerînd că tranzistorul reprezintă o îmbinare simplă a trei conductoare într-un singur punct.

Curentul colectorului tranzistorului închis $I_{c\,\hat{i}nch}$ depinde de proprietăţile tranzistorului şi de regimurile de temperatură alese. Cu mărirea temperaturii $I_{c\,\hat{i}nch}$ creşte după o lege apropiată de cea exponenţială.

Caracteristicile de transfer ale tranzistorului în regim de comutare

Tranzistorul începe să conducă ca rezultat al aplicării curentului bazei I_{b1} în sens direct (către emitor); în acest caz în regimul de comutare $I_{b1}\geqslant I_{b\,sat}$, iar blocarea tranzistorului este asigurată prin circulaţia inversă a curentului către emitor (fig. 18-29).

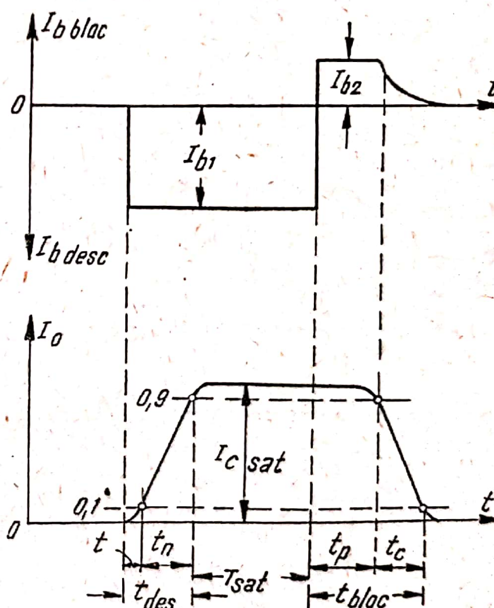


Fig. 18-29. Distorsiunile de trecere introduse de tranzistor la funcţionarea în regimul de comutare $t_{des}\ll t_{bloc}$.

Ultima situaţie admite circulaţia curentului I_{b2} în circuitul bazei în sens invers, în momentul blocării tranzistorului.

În regimul de comutare, curentul colectorului este limitat de rezistenţa de sarcină:

$$I_{c\,max}\approx\frac{E_c}{R_s}.$$

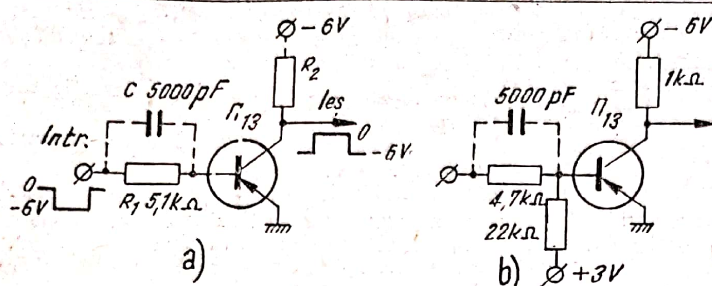


Fig. 18-30. Schemele de principiu ale invertoarelor.

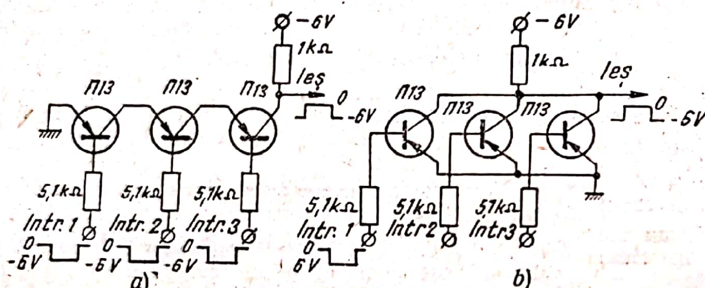


Fig. 18-31. Circuite logice de tipul:
a – „Și" și *b* – „S'au".

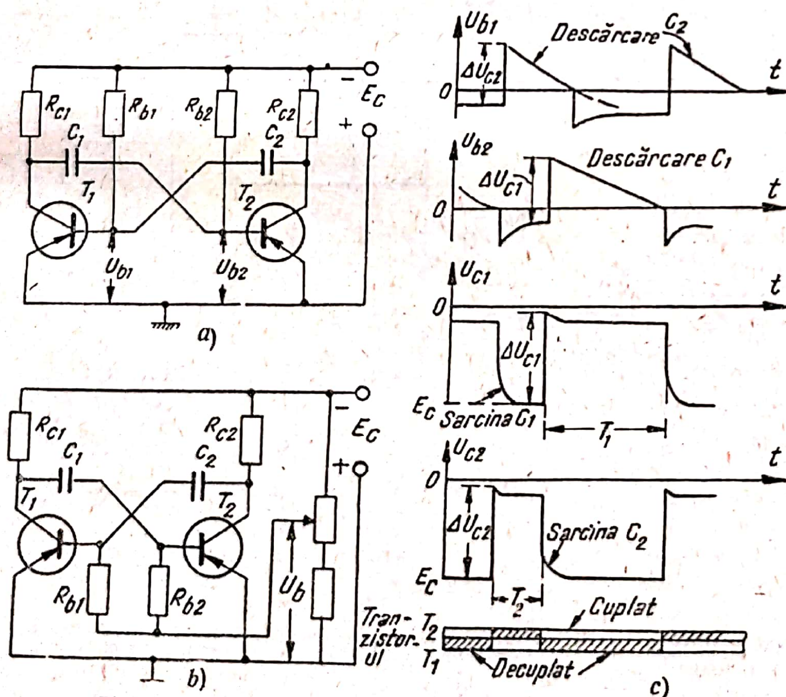


Fig. 18-32. Multivibratorul cu tranzistoare cu joncțiune: *a* – schema de principiu; *b* – schema multivibratorului la care variază frecvența oscilațiilor (cu mărirea $|E_b$ – frecvența oscilațiilor crește); *c* – diagramele tensiunii pe bază și colector (tensiunea pe colector este apropiată de zero cînd tranzistorul este deschis; ea este negativă și egală cu E_c cînd tranzistorul este blocat, după fiecare salt, în schemă se produce procesul tranzitoriu de scurtă durată a încărcării condensatorului de legătură dintre colectorul tranzistorului blocat și baza tranzistorului deschis). Parametrii: T_1 și T_2 – П14; $R_{c1}=R_{c2}=2$ kΩ; $R_{b1}=R_{b2}=100$ kΩ; $C_1=C_2=1000$ pF; $T_1=T_2\approx(18\ldots20)$ us; $\Delta U_{c1}=\Delta U_{c2}=9$ V, cînd $E_c=10$ V.

Durata conducției (deschiderii) tranzistorului este:

$$t_{desch}=t_i+t_c,$$

unde: t_i este timpul de întîrziere, iar
t_c — timpul de creștere.

Cînd tranzistorul funcționează în regim de saturație, în bază se acumulează o cantitate suplimentară de purtători minoritari (goluri în tranzistorul de tip *pnp*), și la schimbarea direcției curentului prin bază, absorbția acestor purtători durează un timp determinat.

In decursul întregii durate de absorbție, curentul colectorului își păstrează valoarea maximă ($I_{c\,sat}$) și, în afară de aceasta, prin circuitul bazei trece un curent mare în sens invers (I_{b2}) limitat numai de rezistențele din schemă. Datorită acestui fapt, blocarea tranzistorului se produce cu o întîrziere accentuată.

Durata blocării

$$t_{bloc}=t_a+t_s,$$

unde:
t_a este timpul necesar pentru absorbția purtătorilor suplimentari și
t_s — timpul de scădere a curentului colectorului.

Durata care caracterizează procesul de trecere în regim de comutare depinde de valorile alese pentru curenții I_{b1}, I_{b2}, $I_{c\,sat}$ și este legată de proprietățile de frecvență ale tranzistorului.

Scheme uzuale cu tranzistoare

Schema **invertorului** (fig. 18-30, *a*) folosește tranzistorul în regim de comutare și servește pentru schimbarea polarității semnalului aplicat.

Pentru îmbunătățirea fronturilor semnalului de ieșire, în paralel cu rezistența R_1 se conectează condensatorul *C*, a cărui mărime se alege în limitele (1000 ... 10 000) pF.

Pentru asigurarea unei bune blocări a montajului invertor, în special în cazul temperaturilor mari, se folosesc tranzistoare cu curenți de emitor și colector mici I_{e0} și I_{c0} (unități de microamper) și valorile β în limitele 10—30; în același scop se poate introduce blocarea forțată, folosind o sursă de alimentare suplimentară de polaritate opusă (fig. 18-30, *b*).

Circuite logice. Circuitul de tip „Și" (fig. 18-31, *a*) produce un semnal la ieșire numai cu condiția aplicării la intrarea sa a semnalelor, simultan pe toate intrările; circuitul funcționează deci ca schemă de coincidență.

La celula logică de tip „Sau" (fig. 18-31, *b*) se obține un semnal la ieșire prin aplicarea semnalului de intrare la oricare dintre intrări.

Pentru asigurarea unei funcționări rapide și pentru îmbunătățirea blocării tranzistoarelor în aceste scheme se folosesc aceleași măsuri ca și în schema invertorului.

Multivibratorul. Schema multivibratorului cu tranzistoare (fig. 18-32) este analogă schemei multivibratorului cu tuburi electronice cu grila pozitivată (vezi fig. 18-22). În multivibratoarele cu tranzistoare, rezistențele din circuitele colectorului R_c sînt ca valoare de ordinul unităților de kiloohmi, fiind cu mult mai mici decît rezistențele bazelor R_b.

Tranzistoarele T_1 și T_2 se află alternativ în stare de conducție și de blocare. Trecerea dintr-o stare în alta se realizează în momentul în care tensiunea bazei atinge nivelul zero.

Durata impulsurilor obținute de la multivibrator este determinată de timpul de descărcare al condensatorului conectat între colectorul tranzistorului care conduce și baza tranzistorului blocat. Timpul de descărcare se calculează cu următoarele formule aproximative:

$$t_1 = 0{,}7\, R_{b2} C_1\,;$$

$$t_2 = 0{,}7\, R_{b1} C_2\,;$$

Perioada de basculare este: $T = t_1 + t_2 = 0{,}7\,(R_{b2}C_1 + R_{b1}C_2)$.

Pentru multivibratorul simetric

$$T = 1{,}4\, R_b C.$$

Reglarea frecvenței de repetiție a impulsurilor multivibratorului se realizează mai comod pe calea variației mărimii rezistenței din circuitul bazei și, de asemenea, a tensiunii sursei U_b la care se conectează aceste rezistențe (fig. 18-32, *b*).

Cu mărirea tensiunii U_b, frecvența de repetiție crește. Prin mărirea valorii rezistențelor din circuitul colectorului, perioada de repetiție practic nu variază.

Dacă tranzistoarele care conduc intră în regimul de saturație, impulsurile sînt mult deformate și multivibratorul funcționează nesatisfăcător. Asemenea situație se produce în cazul cînd rezistența este foarte mică.

Circuitul basculant monostabil. Schema circuitului basculant monostabil cu tranzistoare este indicată în figura 18-33 și este analogă cu schema cu tuburi.

Inițial, tranzistorul T_1 este blocat, dar T_2 conduce. Un astfel de regim se realizează prin alegerea corespunzătoare a valorii rezistenței R_c (de ordinul 1—5 kΩ) și prin fixarea unei anumite tensiuni pe baza tranzistorului T_1, cu ajutorul divizorului R_1, R_2.

La aplicarea impulsului de pornire pe baza tranzistorului T_1 (pe colectorul tranzistorului T_1 — de polaritate pozitivă), montajul sub acțiunea proceselor interioare, trece în a doua stare de echilibru instabil, cînd T_1 conduce și T_2 este blocat. Această stare se păstrează un anumit timp, determinat în special de mărimea rezistenței R_b și de capacitatea condensatorului C, după trecerea căruia schema revine din nou în starea de echilibru stabil (inițială). Pe colectorul tranzistorului T_2 se formează impulsul de polaritate negativă de durata $T \approx 0{,}7\, R_b C$. Durata impulsului se poate regla cu ajutorul rezistenței R_b și în trepte — prin variația condensatorului C.

Spre deosebire de schema cu tuburi, durata impulsului nu se poate regla prin variația tensiunii constante de blocare a triodei. Saltul de tensiune pe colectorul tranzistorului deschis, dacă el se află în stare de saturație, nu depinde de această tensiune de blocare. Cu cît tranzistorul lucrează într-un regim mai saturat, cu atît este mai îndelung procesul de restabilire a stării inițiale, după bascularea schemei, adică cu atît mai lent este procesul de absorbție a purtătorilor minoritari, acumulați în timpul t_i în bază.

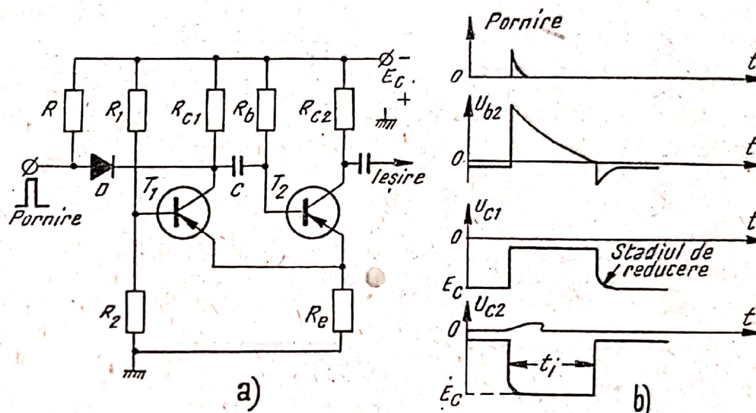


Fig. 18-33. Circuitul basculant monostabil cu tranzistoare: *a* — schema (dioda *D* este destinată pentru separarea circuitului de pornire de multivibrator, după pornire); *b* — diagramele tensiunilor pe baza tranzistorului T_2 și pe colectoarele tranzistoarelor T_1 și T_2.

Triggerele. Triggerele cu tranzistoare cu joncțiune (fig. 18-34) sînt analoge celor cu tuburi.

Triggerul are două stări de echilibru și se caracterizează prin faptul că la un moment dat un tranzistor conduce, iar celălalt este blocat.

Schemele triggerelor, de obicei, sînt simetrice; tranzistoarele sînt de același tip, iar mărimile rezistențelor corespunzătoare sînt egale.

Elementele schemei trebuie să satisfacă următoarele condiții:

$$R_c \ll R_1\,,\ R_2\,;\quad R_1 R_2 \ll R_{c\,inv}\,,\ R_{e\,inv}\,,$$

unde $R_{c\,inv}$, $R_{e\,inv}$ sînt rezistențele bază-emitor și respectiv colector-emitor ale tranzistorului blocat.

De obicei rezistența R_c este de aproximativ 1—3 kΩ, iar rezistențele R_1 și R_2 au valori de ordinul a zeci de kΩ.

Pentru asigurarea unei blocări corespunzătoare a tranzistorului închis și pentru ca tranzistorul care conduce să lucreze la saturație este necesar ca rezistențele R_1 și R_2 să fie alese în așa fel încît să fie respectate următoarele condiții:

— pentru schema prevăzută cu sursă de negativare a bazei

$$R_1 = \left(\frac{\beta_{min}}{1 + \beta_{min} \dfrac{I_{c0\,max}}{I_{c\,sat}}} - 1 \right) R_c\,;$$

$$R_2 = \frac{E_b}{I_{c0\,max}}\,;$$

— pentru schema cu negativarea automată (cu rezistența în circuitul emitorului)

$$R_1 = \left(\frac{\beta_{min}}{1+\beta_{min}\dfrac{R_e}{R_2}} - 1 \right) R_c ,$$

$$R_2 = \frac{R_e}{R_c+R_e} \cdot \frac{E_c}{I_{c0\,max}} ,$$

unde: E_c este mărimea absolută a tensiunii sursei de alimentare a colectorului;

β_{min} — valoarea minimă a coeficientului de transfer al curentului bazei;

$I_{c0\,max}$ — valoarea maximă a curentului de colector;

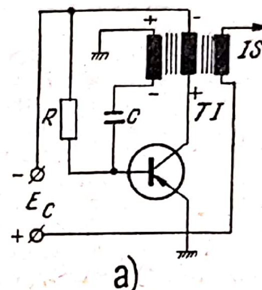
$I_{c\,sat}$ — curentul de saturație al colectorului;

R_e — rezistența de negativare automată din circuitul emitorului.

Pentru realizarea montajelor cu acționare rapidă sînt folosite triggere la care potențialul pe colector este fixat cu ajutorul diodelor de limitare D_1 și D_2; de asemenea, se folosește reacția neliniară suplimentară (cu diodele D_3 și D_4). In acest mod se reușește să se atenueze efectul dăunător de acumulare al purtătorilor minoritari în baza tranzistorului și se păstrează timpul necesar pentru absorbția lor.

Comanda triggerului se realizează de obicei pe colector sau pe bază prin diodele de separare, care servesc pentru separarea circuitului de pornire de trigger.

Generatorul autoblocat. Schema generatorului autoblocat cu tranzistoare (fig. 18-35) este similară schemei generatorului autoblocat cu tuburi și grilă pozitivă.



b) c)

Fig. 18-35. Generatorul autoblocat:

a — schema de bază *IS*; înfășurarea de sarcină a transformatorului de impulsuri *TI*; *b* — diagramele tensiunilor pe bază și colector; *c* — una dintre schemele practice ale generatorului autoblocat (tensiunea de polarizare se deosebește de tensiunea sursei colectorului).

Valori practice: $R=50 \ldots 300$ kΩ; $C=500 \ldots 10\,000$ pF.

In intervalul dintre impulsuri se produce descărcarea lentă a condensatorului C prin rezistența R. Din momentul în care tranzistorul începe să conducă este generat impulsul.

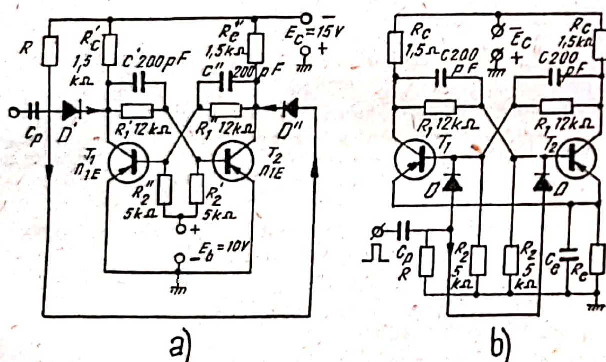
Spre deosebire de schema cu tuburi, impulsul de colector are o polaritate pozitivă. In procesul de generare a impulsului, condensatorul C se încarcă cu curentul de valoare apreciabilă al bazei tranzistorului care conduce. După terminarea impulsului, începe procesul descărcării lente a condensatorului.

Impulsul de ieșire de o anumită polaritate se obține pe înfășurarea de sarcină a transformatorului de impuls.

Amplitudinea impulsurilor poate ajunge pînă la zeci de volți.

Frecvența de repetiție a impulsurilor F_i se poate regla fie prin variația tensiunii de negativare, fie prin variația rezistenței R. Reglarea duratei impulsurilor se poate efectua în anumite limite, prin variația mărimii condensatorului C.

Generatorul autoblocat cu tranzistoare poate funcționa în regim de declanșare, pentru care este necesar ca în circuitul bazei să se aplice o reacție pozitivă mică (pentru tranzistoarele pnp).



c) d)

Fig. 18-34. Schemele triggerelor cu tranzistoare:

a — cu sursă exterioară pentru bază E_b(C_pR — circuitul de pornire; D' și D'' — diode de separare pentru pornirea triggerului); *b* — cu negativare automată (C_pR și D — circuit de pornire); *c* — cu diodele D_1 și D_2 care limitează curentul de saturație al colectorului (tensiunea de polarizare $U_p \approx -(4 \ldots 6)$ V se stabilește în așa fel încît în cazul negativării mari pe baza tranzistorului deschis curentul colectorului să corespundă cu limita de saturație); *d* — schema triggerului cu funcționare rapidă (diodele D_1 și D_2 — limitatoare ale curentului colectorului la saturație; D_3 și D_4 — stabilesc reacția; D — sînt diodele circuitului de pornire).

18-11. SCHEMA CU FUNCȚIONARE ÎN IMPULSURI

Generatoare de impulsuri

Generatoarele de impulsuri de scurtă durată sînt foarte utilizate. În practica amatorului adesea se folosesc generatoare de impulsuri de mică putere. Impulsurile se pot genera fie direct cu ajutorul generatorului autoblocat, fie se pot forma din oscilații sinusoidale sau dreptunghiulare.

Oscilațiile sinusoidale trebuie în prealabil transformate în oscilații de formă dreptunghiulară. Această transformare se realizează:

1) pe calea limitării și amplificării succesive a oscilațiilor inițiale (numărul limitatoarelor și amplificatoarelor este determinat de înclinarea necesară a fronturilor tensiunii dreptunghiulare și de obicei nu depășește 2—3 etaje);

2) pe calea folosirii triggerului sincronizat cu semnale sinusoidale (triggerul este avantajos în acele cazuri cînd frecvența oscilațiilor sinusoidale nu depășește 100—300 kHz).

Tensiunea dreptunghiulară se diferențiază, apoi se limitează impulsurile diferențiate, obținîndu-se în cele din urmă impulsuri de o anumită polaritate și durată.

Oscilațiile dreptunghiulare se pot obține cu ajutorul multivibratorului autoexcitat. Stabilitatea frecvenței impulsurilor video, obținută printr-un astfel de procedeu, este determinată de stabilitatea generatorului oscilațiilor inițiale.

Un exemplu de montaj care asigură formarea impulsurilor video din tensiune sinusoidală este indicat în fig. 18-36.

Adesea este necesară obținerea unei succesiuni periodice de impulsuri întîrziate față de succesiunea inițială a impulsurilor cu un oarecare interval de timp reglabil. Aceasta se obține prin folosirea multivibratorului astabil sau a fantastronului comandat de succesiunea de impulsuri inițială. Durata impulsului generat de multivibratorul astabil (sau de fantastron) se reglează prin variația tensiunii pe grila tubului blocat; apoi impulsul dreptunghiular obținut se trece printr-un circuit de diferențiere și limitare obținîndu-se un impuls a cărui întîrziere este în funcție de durata impulsului dreptunghiular al multivibratorului (fig. 18-37).

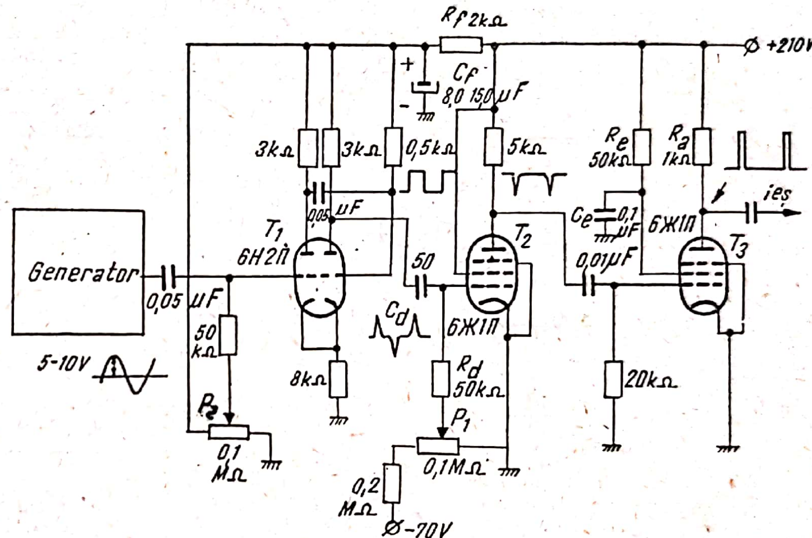
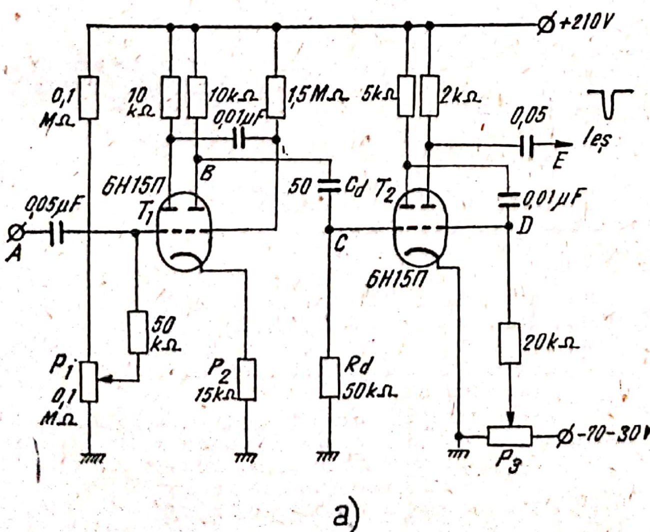


Fig. 18-36. Generatorul pentru formarea impulsurilor cu ajutorul tensiunii sinosoidale: – T_1=limitatorul (în locul limitatorului, pentru obținerea oscilațiilor dreptunghiulare se poate folosi triggerul); cu potențiometrul P_2 se stabilește nivelul de limitare în așa fel încît impulsurile dreptunghiulare să fie simetrice; R_dC_d– circuit de diferențiere; T_2 – limitatorul inferior; T_3 – amplificator și limitator superior; cu potențiometrul P_1 se reglează nivelul de limitare și, deci, durata impulsurilor de ieșire, care au polaritate pozitivă.



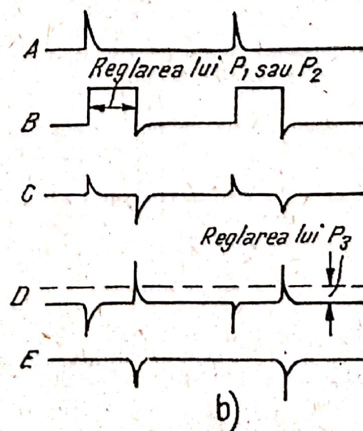


Fig. 18-37. Generator de impulsuri întîrziate:

a – schema de principiu; *b* – diagrama tensiunilor; T_1 – circuit basculant monostabil, comandat cu impulsuri de polaritate pozitivă; R_dC_d– circuit de diferențiere; trioda din stînga a tubului T_2 funcționează ca amplificator (ca limitator sus); trioda din dreapta a tubului T_2 – limitator inferior; impulsurile de ieșire au o polaritate negativă; prin litere sînt notate diagramele tensiunilor în punctele corespunzătoare ale schemelor.

Selectoare de impulsuri

Selectoare după amplitudine. Selecţia impulsurilor după amplitudine constă în alegerea impulsurilor a căror amplitudine depăşeşte un nivel impus sau este sub un anumit nivel (separarea se face din succesiunea impulsurilor de amplitudine variabilă, aplicate la intrarea selectorului).

Pentru separarea impulsurilor al căror nivel depăşeşte limita dată se foloseşte limitatorul obişnuit cu limitare jos, a cărui tensiune limită este egală cu nivelul de selecţie.

Selecţia impulsurilor cu amplitudine mai mică decît nivelul de selecţie se realizează folosind scheme cu tuburi multigrile (fig. 18-38, *a*).

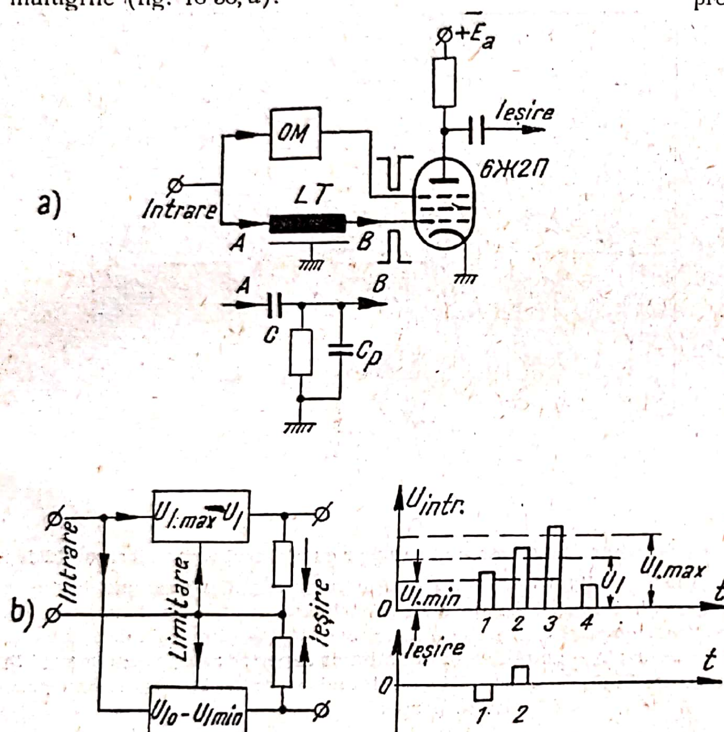


Fig. 18-38. Selectoare după amplitudine:
a — schema funcţională a selectorului, care permite să treacă impulsurile ale căror amplitudini sînt mai mici decît un nivel determinat (*OM* — este limitatorul inferior care normalizează simultan impulsul negativ în amplitudine; *LI* — linia de întîrziere sau circuitul de trecere *RC*, unde rezistenţa este şuntată de o capacitate mică C_p); b — schema funcţională şi diagrama de funcţionare a selectorului, care permite să treacă impulsurile cuprinse între două niveluri.

Impulsul care depăşeşte nivelul de selecţie dat (egal cu pragul de limitare jos) trece de limitator şi sub formă de impuls negativ se aplică pe una dintre grile (de obicei a treia), nepermiţînd tubului să se deschidă, sub acţiunea impulsului iniţial pe prima grilă (este necesară o linie de întîrziere pentru ca impulsul pe grila a treia să reuşească să crească pînă la valoarea maximă şi să blocheze tubul). Dacă pragul de limitare nu este atins, impulsul respectiv apare la ieşire.

Pentru selecţia impulsurilor a căror amplitudine variază între două niveluri se foloseşte schema cu două limitatoare bilaterale montate în paralel şi alese astfel încît limita superioară U_{l0} a unuia dintre ele să coincidă cu limita inferioară a celuilalt (fig. 18-38, *b*).

In cazul cînd amplitudinea semnalului de intrare variază între nivelurile $U_{l\,max}-U_{l\,min}$, la ieşire apar impulsuri de polaritate pozitivă (dacă $U_{intr} > U_{l0}$) sau negativă (cînd $U_{intr} < U_{l0}$).

Dacă impulsul de intrare depăşeşte limita maximă $U_{l\,max}$, amplitudinile impulsurilor de ieşire la ambele limitatoare sînt identice, adică are loc compensarea totală (tensiunea de ieşire se anulează).

In cazul cînd limita $U_{l\,min}$ nu este atinsă, nu se obţin impulsuri la ieşire.

Selectoare după durată. Pentru separarea impulsurilor a căror durată depăşeşte o anumită valoare se foloseşte procesul de încărcare al condensatoarelor, cu limitatoare jos (fig. 18-39).

Pragul de limitare se fixează în aşa fel încît limitatorul să acţioneze numai în cazul cînd durata impulsului este egală cu durata critică necesară $t_{i\,cr}$ sau mai mare decît aceasta. In cazul impulsurilor de scurtă durată, tensiunea pe condensator nu reuşeşte să crească pînă la pragul de limitare şi impulsurile nu ajung la ieşire.

Pentru selecţia impulsurilor după durată se folosesc adesea scheme cu linii de întîrziere. Cea mai simplă dintre aceste scheme cuprinde un amplificator, în al cărui circuit anodic este cuplată linia de întîrziere terminată în scurtcircuit (fig. 18-40).

Impulsul reflectat de polaritate pozitivă, însumîndu-se cu impulsul iniţial, produce o tensiune de valoare dublă, atunci cînd durata impulsului este egală cu timpul 2 $t_{parcurs}$ al impulsului pe linie.

Ca rezultat, la ieşirea circuitului de diferenţiere $R_d\,C_d$ apare un impuls care depăşeşte limita inferioară. In cazul acesta la ieşirea selectorului se obţin impulsuri cu durata necesară.

Selectoare de cod. In instalaţiile moderne apar probleme de separare şi selecţie a diferitelor grupe de impulsuri, fiecare dintre acestea fiind format din cîteva impulsuri de scurtă durată, dispuse după un anumit cod (cod temporar).

Pentru obţinerea codurilor se folosesc liniile de întîrziere. Impulsurile de la ieşire, intrare şi din diverse puncte de pe linie se însumează formînd un tren de impulsuri (fig. 18-41).

Schema de separare a codurilor temporare este alcătuită din etaje de coincidenţă şi linii de întîrziere.

In etajele de coincidenţă impulsul de ieşire apare numai în cazul cînd impulsurile de intrare coincid în timp. Ca etaje de coincidenţă, de obicei se folosesc pentodele comandate pe două grile (cea de comandă şi semnal) sau pe trei grile şi, de asemenea, schemele cu diode (fig. 18-52).

Pentoda trebuie să aibă caracteristici cu tăiere bruscă a curentului pentru două sau trei grile. Deseori în acest scop se foloseşte pentoda de tip 6Ж2П (uneori de tip 6Ж4). Tubul începe să conducă numai în cazul aplicării simultane a impulsurilor pozitive pe grile. Regimul tubului se alege pe cale experimentală.

Etajele construite cu diode se pot folosi pentru indicarea coincidenţei unui foarte mare număr de impulsuri. Ele se folosesc pe scară largă în alcătuirea elementelor logice de tip „Şi" ale maşinilor cifrice electronice.

Pentru a pune în evidenţă coincidenţa a două impulsuri se folosesc două diode (D_1 şi D_2), cu anozii conectaţi

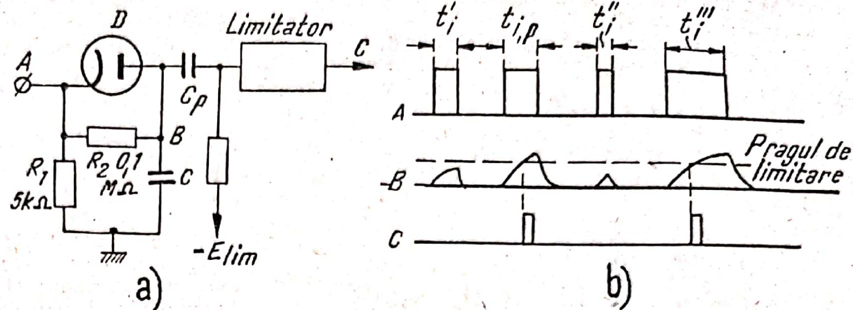


Fig. 18-39. Selectorul de impulsuri după durată: a – schema de principiu; b – diagramele tensiunilor în punctele corespunzătoare ale schemei. Condensatorul C se încarcă prin rezistența R_2 și se descarcă prin dioda decuplată D și rezistența R_1. Impulsurile care depășesc pragul de limitare se formează de etajul de limitare următor.

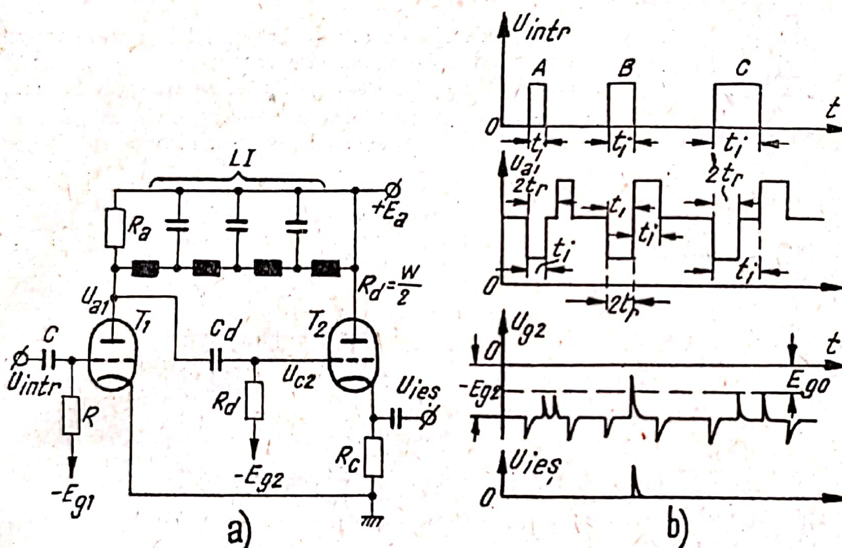


Fig. 18-40. Selectorul pentru impulsuri de o anumită durată t_i: a – schema de principiu; b – diagramele tensiunilor de intrare $u_{intrare}$, pe anodul tubului $T_1(u_{a1})$, pe grila tubului $T_2(u_{g2})$ și de ieșire ($u_{ieșire}$). Montajul funcționează comandat cu impulsuri pozitive, care deschid tubul T_1, blocat inițial. Amplitudinea impulsurilor de intrare trebuie să aibă o anumită valoare. R_dC_d – circuitul de diferențiere. Tubul T_2 se deschide numai atunci cînd amplitudinea impulsurilor de diferențiere depășește limita de sarcină. Diagramele pentru diferite cazuri: $A - t_i < 2t_r$; $B - t_i = 2t_r$; $C - t_i > 2t_r$.

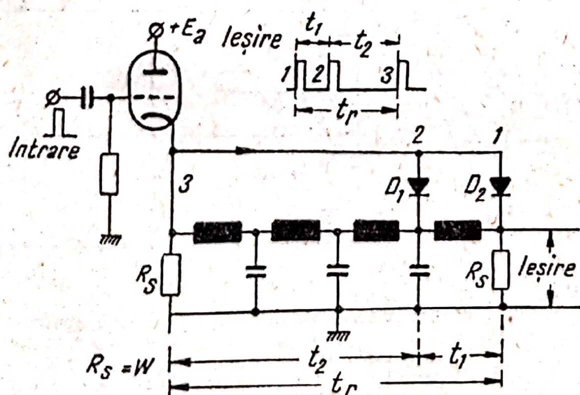


Fig. 18-41. Schema pentru formarea grupului de impulsuri. Impulsul intră în trei puncte ale liniei de întîrziere (1, 2 și 3). Impulsul 1 ajunge la ieșire fără întîrziere, impulsul 2 întîrzie în timp cu t_1, iar impulsul 3 – cu timpul t_2. Diodele D_1 și D_2 servesc pentru a evita pătrunderea impulsurilor din linie, la intrarea liniei.

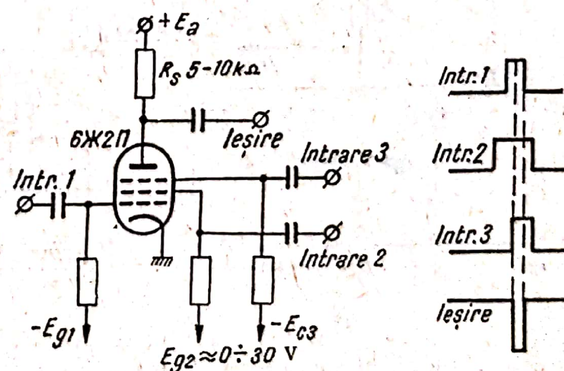


Fig. 18-42. Etajul de coincidență pentru trei impulsuri realizat cu tubul 6Ж2П.

Tensiunile E_{g1} și E_{g2} se aleg experimental, mărimea $E_{g2}=(0 \ldots 30)$ V. Impulsul de ieșire are polaritate negativă și durează numai în decursul timpului în care sosesc impulsuri la intrarea etajului de coincidență.

la sursa pozitivă E prin intermediul unei rezistenţe de valoare mare R_0 (fig. 18-43).

Cel mai mare dintre impulsurile aplicate (de exemplu U_{i2}), care acţionează asupra catodului, blochează una dintre diode (D_2), însă, deoarece cealaltă diodă rămîne

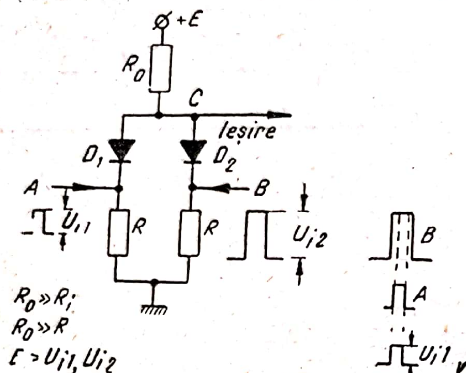


Fig. 18-43. Etajul de coincidenţă pentru impulsurile D_1, D_2.

deschisă, tensiunea la ieşire practic nu se schimbă. La acţiunea simultană a celui de-al doilea impuls asupra catodului diodei a doua, la ieşire apare un impuls cu amplitudinea apropiată de amplitudinea U_{i1}, întrucît căderea de tensiune pe dioda D_1 (datorită inegalităţii $R_0 \gg R_{iD}$) este foarte mică. La ieşirea schemei de coincidenţă cu diode apare un impuls a cărui amplitudine este apropiată de amplitudinea celui mai mic dintre cele două impulsuri aplicate la intrarea schemei. Mărind numărul diodelor, se pot realiza scheme de coincidenţă pentru mai multe impulsuri.

Pentru selectarea unui grup de impulsuri la intrările corespunzătoare ale etajului de coincidenţă se aplică codurile respective, întîrziate cu un anumit timp, determinat. Intîrzierea se alege în aşa fel încît ultimul impuls al

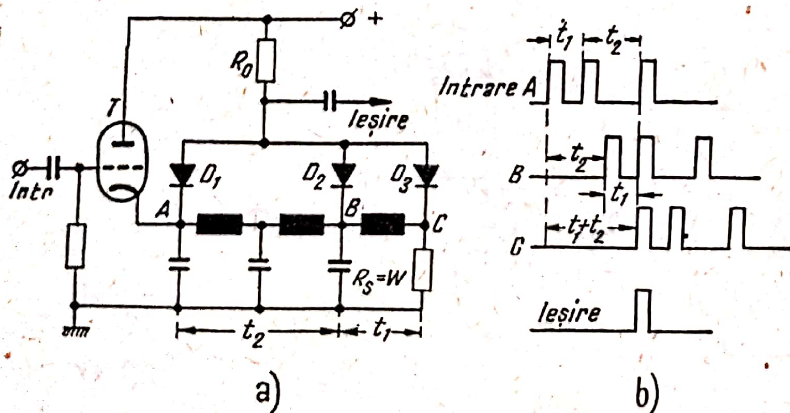


Fig. 18-44. Selector de cod cu trei impulsuri, cu diodele D_1, D_2 şi D_3:
a – schema; b – diagramele. Grupul A vine pe grila tubului T. Pe catodul diodei D_1, grupul vine fără întîrziere; pe catodul D_2 – cu întîrzierea t_2; pe catodul D_3 – cu întîrzierea t_1+t_2.

codului iniţial să coincidă cu impulsul anterior al codului întîrziat (reţinut), cu cel de-al doilea impuls de la capăt, al celui de-al doilea cod întîrziat (reţinut), cu al treilea impuls de la capăt al celui de-al treilea cod întîrziat (reţinut) etc.

In acest caz etajul de coincidenţă acţionează în momentul corespunzător cu aplicarea ultimului impuls al codului. Exemplul unei astfel de scheme este dat în fig. 18-44.

Scheme de numărare a impulsurilor

Operaţia de numărare a impulsurilor care se succed la intervale mici de timp de obicei se împarte în două etape:

1) divizarea succesivă a frecvenţei de repetiţie pînă la limita necesară pentru punerea în funcţiune a contoarelor electromecanice, şi 2) înregistrarea impulsurilor de către contoarele electromecanice. În unele cazuri, a doua operaţie nu este necesară şi instalaţia de numărare este formată numai din elemente electronice.

Divizarea cu ajutorul schemelor de acumulare

Impulsurile de intrare în prealabil se standardizează, adică se aduc la forma dreptunghiulară cu amplitudinea determinată U_i şi durata t_i şi apoi se transmit în circuitul de acumulare, a cărui ieşire este conectată la generatorul autoblocat cu declanşare (fig. 18-45). Fiecare impuls pozitiv

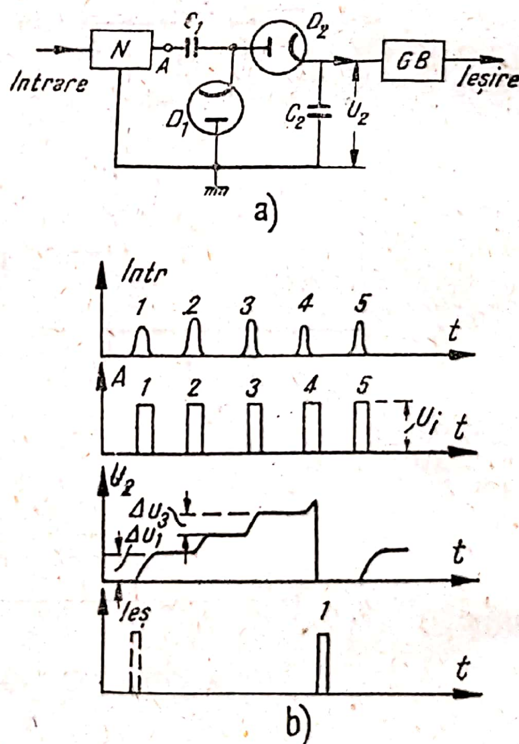


Fig. 18-45. Instalaţia de acumulare pentru divizarea frecvenţei impulsurilor:
a – schema (N – normalizatorul; GB – generator autoblocat în regim astabil); b – diagramele de tensiune (divizaţia cu 4). Cu creşterea tensiunii la ieşire mărimea treptei Δu se micşorează ($\Delta u_3 < \Delta u_1$). Scările u_2 şi A pe axele ordonatelor nu sînt la fel ($U_i \gg \Delta u$).

prin dioda D_2 încarcă în timp scurt două condensatoare conectate în serie (C_1 şi C_2), ale căror capacităţi sînt alese astfel încît să respecte relaţia: $C_1 \ll C_2$ (de obicei C_1=50 ... 150 pF; C_2=0,05 μF). Tensiunea de ieşire pe

condensatorul C_2 se măreşte cu valoarea $\Delta u \ll U_i$. După terminarea impulsului, condensatorul C_1 se descarcă repede prin dioda D_1.

La aplicarea celui de-al doilea impuls, tensiunea pe condensatorul C_2 se măreşte pînă la valoarea $2\Delta u$ etc. Tensiunea de ieşire $u_2 \approx n\Delta u$ este proporţională cu numărul impulsurilor aplicate. Cînd u_2 ajunge la valoarea limită (de exemplu, după aplicarea fiecărui al cincilea sau al optulea impuls), acţionează generatorul autoblocat care produce un impuls la ieşire, dînd în acelaşi timp şi posibilitatea de descărcare a condensatorului C_2. Astfel, impulsurile generatorului autoblocat repetă de N ori mai rar impulsurile de intrare. Mărimea N este un număr întreg, egal de obicei cu 10, sau mai mic. De remarcat că trebuie să fie menţinută inegalitatea $u_2 \ll U_i$.

Divizarea şi numărarea cu ajutorul triggerelor

Un trigger comandat cu impulsuri de o singură polaritate împarte frecvenţa de repetiţie a acestora cu 2; două triggere conectate în serie — cu 2^2, trei — cu 2^3 etc. Celulele trigger se inseriază cu ajutorul condensatoarelor de valoare mică, care împreună cu rezistenţa tubului deschis formează circuitul de diferenţiere (fig. 18-46).

Numărul celulelor electronice depinde de micşorarea necesară a vitezei de numărare.

În cazul a N celule, noul ciclu începe după trecerea impulsului 2^N-1 (cu aplicarea impulsului 2^N).

Dacă contorul de ieşire este capabil să înregistreze un număr de F_i impulsuri pe secundă, iar frecvenţa de intrare este egală cu f_i, atunci numărul de celule necesare este egal cu numărul întreg, cel mai apropiat ca valoare de

$$N=\lg_2\frac{f_i}{F_i}.$$

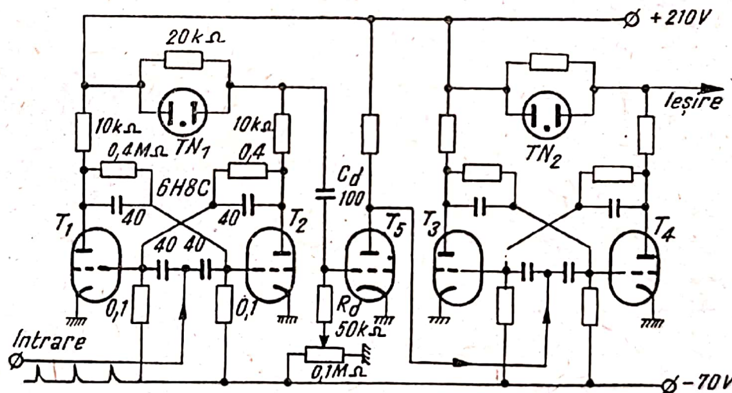
Cele mai simple scheme cuprind două sau trei triggere.

Celulele pentru numărare se pot conecta nu numai în serie; uneori ele se cuplează într-o schemă „inelară" închisă. Celulele inelare de calcul se construiesc deseori pentru coeficienţi mici de divizare.

În practică apare necesitatea divizării frecvenţei de repetiţie a impulsurilor cu 10, 10^2 etc. În acest caz se folosesc contoare cu decade.

Contorul cu decade cu reacţie (fig. 18-47) este format din patru celule, între care există două circuite de reacţie: între celula a patra şi a doua (T_{14}) şi între celula a patra şi prima (T_{13}).

Revenirea schemei în poziţie iniţială (cu toate triodele din dreapta deschise) se produce prin contactul de scurtă



Numărul alutei	Numărul de impulsuri										
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−
2	−	−	+	+	−	−	+	+	−	−	+

Fig. 18-46. Schema de numărare cu două celule. Becul de semnalizare TN_1 se aprinde la venirea fiecărui impuls impar. Becul TN_2 se aprinde la al doilea, al şaselea, al zecelea etc. impuls, şi se stinge la al patrulea, al optulea, al doisprezecelea impuls.

Tubul T_5 funcţionează ca limitator şi serveşte pentru pornirea celei de a doua celule de către impulsurile pozitive. Pe grila tubului T_5 vin impulsurile din circuitul de diferenţiere R_dC_d. Parametrii ambelor celule sînt identici.

Numărarea impulsurilor se realizează cu ajutorul tuburilor cu neon, care se aprind în momentul primei basculări a fiecărui trigger. Indicaţia fiecărui tub aprins este egală cu 2^{n-1}, unde n este numărul celulei. Astfel, după trecerea a şase impulsuri, ard tuburile celulelor a 2-a şi a 3-a ($2^1+2^2=6$); după trecerea a 13 impulsuri, ard tuburile celulelor 1, 3 şi 4, adică $2^0+2^2+2^3=13$ etc.

durată al cheii S. Un exemplu de contor cu decade cu tranzistoare este dat în fig. 18-48.

Sînt posibile de asemenea şi alte variante de aplicare ale reacţiilor în contorul cu decade.

Pentru numărarea impulsurilor în practică se folosesc de asemenea scheme cu dispozitive electronice speciale (de exemplu decatroanele).

Fig. 18-47. Numărătorul cu decade, cu reacție. Circuitele de reacție intră în funcțiune la venirea celui de-al optulea impuls. În cazul acesta se transferă a patra celulă (trioda din stînga se decuplează, iar cea din dreapta se cuplează). Simultan, cea de-a doua celulă ajunge în stare corespunzătoare cu starea decuplată a tubului T_3. La venirea celui de-al 10-lea impuls, instalația, datorită acțiunii diodei T_{13}, revine în starea inițială. Cheia *S* se cuplează pentru o durată scurtă, necesară scoaterii indicațiilor.

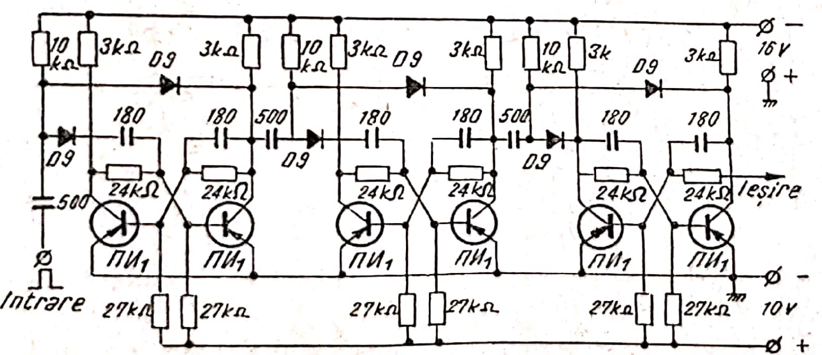


Fig. 18-48. Numărător cu tranzistoare.

MĂSURAREA ELECTRICĂ A MĂRIMILOR NEELECTRICE

19-1. GENERALITĂȚI

Tehnica modernă a măsurătorilor electronice dispune de metode perfecționate și avantajoase din punct de vedere experimental pentru măsurarea mărimilor electrice, ca de exemplu: curentul și tensiunea, reactanțele inductivă și capacitivă, rezistențele ohmice ale circuitelor electrice, faza și frecvența forței electromotoare variabile etc. Datorită avantajelor pe care le prezintă măsurarea electronică (precizie și sensibilitate înaltă, posibilitatea măsurării de la distanță etc.), în ultimul timp, o răspîndire tot mai mare a căpătat-o tehnica măsurărilor indirecte, care constă în transformarea univocă a mărimilor neelectrice în mărimi electrice și măsurarea acestora din urmă.

Transformarea mărimilor neelectrice în mărimi electrice se realizează cu ajutorul instalațiilor denumite t r a d u c t o a r e sau transformatoare. Tipul și construcția acestora sînt determinate de transformarea necesară, adică de mărimile neelectrice aplicate la intrare și de tipul mărimii electrice la ieșire și, de asemenea, de condițiile de funcționare impuse.

Mărimile neelectrice de la intrarea traductorului pot fi: m e c a n i c e (deplasări liniare și unghiulare, viteze, accelerații, forțe și momente de inerție, elasticitate, frecvența oscilațiilor, dimensiuni, greutate și volum pentru diferite corpuri); f i z i c e (temperaturi, cantități de căldură, capacități termice, rezistențe termice, proprietăți magnetice ale materialelor, culoarea, luminozitatea, fluxul de lumină, intensitatea luminii, intensitatea de radiație); c h i m i c e (concentrația substanței și cantitatea ei) și o r g a n i c e (legate de procesele fiziologice).

Mărimile electrice de la ieșirea traductorului sînt, de obicei, rezistențe active, reactanțe inductive sau capacitive, curenți, forțe electromotoare sau tensiuni, frecvențe și faze ale curentului alternativ.

Cea mai importantă caracteristică a tuturor tipurilor de traductoare este s e n s i b i l i t a t e a lor S, determinată de raportul dintre creșterea mărimii la ieșire ΔM și creșterea corespunzătoare a mărimii la intrare ΔN,

$$S=\frac{\Delta M}{\Delta N}.$$

La traductoarele cu dependență liniară între mărimea de ieșire și mărimea de intrare sensibilitatea este constantă. La traductoarele neliniare sensibilitatea variază în funcție de variația mărimii de intrare.

Traductorul trebuie să asigure obținerea unei dependențe continue între mărimea de ieșire și cea de intrare, o sensibilitate suficientă și o precizie înaltă la transformarea mărimilor neelectrice, o gamă largă pentru efectuarea măsurărilor diverselor mărimi, o adaptare simplă la aparatura disponibilă pentru măsurat. Traductorul trebuie să excludă posibilitatea influenței inverse (adică mărimea transformată să nu influențeze mărimea de măsurat) și este necesar să aibă inerție mică.

Mărimea electrică obținută la ieșirea traductorului, care caracterizează mărimea neelectrică de la intrare, trebuie să fie adusă cu ajutorul schemei de măsurare la o formă cît mai avantajoasă pentru efectuarea simplă a măsurării. La ieșirea schemei de măsurare, mărimea electrică se determină cu ajutorul unui dispozitiv care poate fi electric sau cu o instalație ce îndeplinește un rol similar.

In concluzie, aparatele electrice pentru măsurarea mărimilor neelectrice, în general, sînt constituite dintr-un traductor, o schemă de măsurare și un dispozitiv de măsurare. Ele pot fi folosite ca instalații independente sau ca părți componente ale sistemelor de reglare automată a diferitelor procese.

19-2. TRADUCTOARE REZISTIVE

Traductoare cu reostat

Traductorul cu reostat este constituit dintr-o rezistență variabilă (fig. 19-1, *a*), al cărei contact mobil este acționat în funcție de mărimea neelectrică de măsurat (deplasare liniară sau unghiulară). Mărimea de la ieșirea unui astfel de traductor este o rezistență ohmică.

Deseori, traductorul cu reostat se conectează în circuitele electrice ca divizor de tensiune, în care caz el este denumit traductor potențiometric. Mărimea electrică de la ieșirea unui astfel de traductor va fi căderea de tensiune dintre contactul mobil și unul dintre capetele fixe (fig. 19-1, *b*). Dependența tensiunii de ieșire $U_{ieș}$ de deplasarea cursorului α corespunde legii de variație a rezistenței potențiometrului între cursor și unul dintre capete. La potențiometrele liniare, poziția contactului fix nu influențează legea de variație a tensiunii de ieșire. La potențiometrele neliniare însă, o dată cu schimbarea poziției contactului fix se modifică și legea de variație a tensiunii de ieșire a traductorului.

În tabela 19-1 sînt indicate, analitic și grafic, legile de variație a mărimii de ieșire pentru trei tipuri de potențiometre (liniare, logaritmice și exponențiale), în cazul cînd

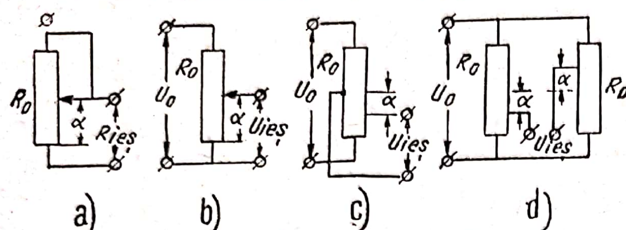


Fig. 19-1. Schemele traductoarelor cu reostat:

a — traductor cu reostat; *b* — traductor potențiometric; *c* — traductor potențiometric care fixează mărimea și direcția deplasării; *d* — traductor potențiometric cu sensibilitate dublă care fixează mărimea și direcția deplasării.

mărimea de ieșire se culege între cursor și unul din cele două contacte fixe, pe rînd.

La traductoarele potențiometrice, de obicei, se folosește legea de variație liniară, astfel încît tensiunea de ieșire variază proporțional cu deplasarea cursorului:

$$U_{ieș}=\frac{U_0}{\alpha_{max}}\cdot\alpha.$$

Sensibilitatea unui astfel de traductor potențiometric este determinată de expresia:

$$S=\frac{\Delta U_{ieș}}{\Delta\alpha}=\frac{U_0}{\alpha_{max}}.$$

Ea poate fi mărită prin creșterea tensiunii de alimentare U_0. Limita superioară a sensibilității este determinată

Tabela 19-1

Dependența tensiunii de ieșire a traductoarelor potențiometrice de deplasarea cursorului și de alegerea poziției contactului fix

Legea de variație a rezistenței	Tensiunea de ieșire	
	U_0, α_{max}, α_s, $U_{ieș}$	U_0, α_{max}, α_d, $U_{ieș}$
Liniară	$U_{ieș}=U_0\frac{\alpha_s}{\alpha_{max}}$	$U_{ieș}=U_0\frac{\alpha_d}{\alpha_{max}}$
Logaritmică	$U_{ieș}=U_0\frac{\lg(1+\alpha_s)}{\lg(1+\alpha_{max})}$	$U_{ieș}=U_0\frac{\lg\frac{1+\alpha_{max}}{1+\alpha_{max}-\alpha_d}}{\lg(1+\alpha_{max})}$
Exponențială	$U_{ieș}=U_0\frac{e^{\alpha_s}-1}{e^{\alpha_{max}}-1}$	$U_{ieș}=U_0\frac{e^{\alpha_{max}}(1-e^{-\alpha_d})}{e^{\alpha_{max}}-1}$

Tabela 19-2

Date asupra materialelor conductoare folosite în traductoarele cu reostat

Materialul	Rezistivitatea Ω mm²/m	Coeficientul de temperatură al rezistenței $1/°C \cdot 10^{-6}$	Temperatura maximă de lucru, °C	Coeficientul de dilatare liniară $1/°C \cdot 10^{-6}$
Constantan	0,44—0,52	5	500	15,2
Nicrom	1—1,2	130	1050	14
Manganin	0,42—2,08	29—40	300	23
Nichelină	0,42	—	200	—
Reotan	0,47	—	200	—
Fecral	1,38	15 (pentru 20°C) 50 (pentru 400°C)	1200	17
Advans	0,488	—	500	—
Platină	0,09—0,105	2570—3980	500	8,84
Aur	0,022	—	500	14,3
Nichel	0,0703—0,079	6 000	—	13,1

de puterea de disipație maximă admisibilă pe potențiometru, P_{max}:

$$S_{max}=\frac{\sqrt{P_{max}R_0}}{\alpha_{max}}.$$

În cazul cînd rezistența traductorului R_0 este mare, limita de mărire a sensibilității se determină de posibilitățile constructive.

Sensibilitatea traductorului cu reostat este relativ mică, fiind de obicei cuprinsă între 3 și 5 V/mm.

Precizia de transformare a traductorului cu reostat depinde de stabilitatea tensiunii de alimentare, de precizia de fabricare a rezistenței traductorului, de stabilitatea acesteia la variația temperaturii și de alți factori. Ea poate fi suficient de mare (pînă la 0,5%).

Ca materiale pentru construirea traductoarelor potențiometrice se pot folosi cele indicate în tabela 19-2.

Avantajele traductoarelor cu reostat sînt: stabilitate și precizie mare de transformare, simplitate constructivă, greutate și gabarite reduse, posibilitate de alimentare atît în curent continuu cît și în curent alternativ, simplitate la reglaj.

Prezența cursorului limitează durata de funcționare a traductorului și înrăutățește siguranța în funcționare.

Traductoarele cu reostat se folosesc în sistemele de reglare automată, în sistemele de calcul și de asemenea pentru măsurarea deplasărilor mecanice, a dimensiunilor geometrice, nivelurilor lichidelor etc.

Traductoare cu fir

Principiul de funcționare a acestui tip de traductoare este bazat de proprietatea conductorului metalic de a-și schimba rezistența la întindere sub influența unei forțe exterioare. Rezistența variază datorită măririi lungimii conductorului, micșorării secțiunii lui și variației rezistenței specifice.

Variația relativă a rezistenței traductorului $\Delta R/R_0$ depinde de alungirea relativă a acestuia $\Delta l/l_0$ și se determină cu expresia:

$$\frac{\Delta R}{R_0}=\delta\frac{\Delta l}{l_0}.$$

Coeficientul δ este denumit sensibilitate relativă a traductorului cu sîrmă.

În tabela 19-3 sînt indicate valorile coeficientului δ pentru materialele uzuale din care se fabrică de obicei traductoarele.

Tabela 19-3

Caracteristicile unor materiale utilizate pentru traductoarele cu fir

Materialul	Sensibilitatea relativă $\delta=\frac{\Delta R}{R_0}\Big/\frac{\Delta l}{l_0}$	Rezistivitatea $\Omega \cdot$mm²/m	Coeficientul de temperatură (pentru 18°C) $1/1° C \cdot 10^{-6}$
Constantan	1,9—2,2	0,47—0,51	de la —40 pînă la +21
Nicrom	2	0,9—1,7	150—170
Aliaj nr. 2 fer-crom-aluminiu	2,8—2,9	1,35—1,55	7—20

Observație. Mărimea δ nu depinde numai de compoziția aliajului sîrmei, ci și de prelucrarea ei tehnologică. De aceea valorile date în tabelă pentru δ trebuie considerate ca orientative.

Traductoarele cu fir se fabrică din sîrmă subțire (cu diametrul de 0,02—0,05 mm), cu rezistența specifică mare.

Constructiv, adesea traductoarele se prezintă sub forma unei spirale de sîrmă (fig. 19-2, *a*), lipită cu clei special (tabela 19-4) pe o hîrtie subțire, care apoi se aplică pe piesa de studiat. Aceste traductoare se folosesc de asemenea sub formă de spirale nelipite (fig. 19-2, *b*), strune și sub alte forme constructive.

Traductoarele cu fir se folosesc pentru măsurarea deplasărilor mici, a deformațiilor și vibrațiilor (în manometre, dinamometre, micrometre și alte instalații analoge).

Gradarea lor se face cu ajutorul pieselor etalon, la care dependența dintre deformațiile elastice și forțele aplicate este cunoscută. Din grupul de traductoare fabricate se aleg cîteva piese, a căror sensibilitate se determină cu ajutorul instalației de gradare; apoi se calculează sensibilitatea medie, care se atribuie traductoarelor de același tip.

Erorile traductoarelor cu fir sînt condiționate de dependența rezistenței conductorului de temperatură, de prejudicii datorite fixării (consolidării) traductorului pe piesa de cercetat și de imprecizia etalonării. Cea mai simplă metodă de compensare a erorilor datorite temperaturii la traductoarele cu fir constă în faptul că în exploatare se folosesc două traductoare conectate în brațele alăturate ale unei scheme de măsurare în punte. În acest caz, se lipește

Tabela 19-4

Cleiuri pentru traductoarele cu fir

Tipul cleiului	Durata de uscare la temperatura camerei, h	Temperatura maximă admisibilă °C
БФ-2, БФ-4	48—72	180
Cu carbinol	40	60
Cu nitroceluloză soluție (6—8 g celuloid în 100 cm^3 de acetonă)	10—12	60
Ciment rezistent la temperatură „Silicon"	--	300
Clei lichid Tisenko	24	100
Clei solid Tisenko	24	100

pe piesa cercetată numai unul dintre traductoare, însă ambele se găsesc în aceleași condiții de temperatură. Variația rezistenței lor cu temperatura se compensează reciproc în schema de măsurare.

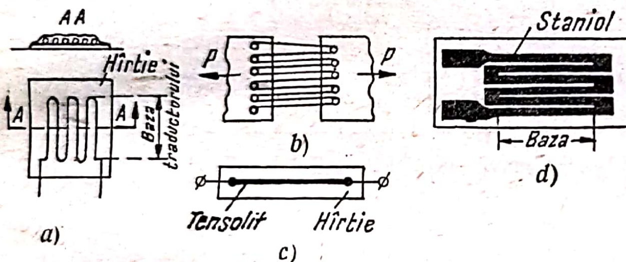


Fig. 19-2. Traductoare cu fir:
a — lipit; *b* — nelipit; *c* — de tensolit; *d* — cu staniol.

Precizia de transformare cu ajutorul traductoarelor cu fir este de 1—2%.

Avantajele acestui tip de traductoare constau în faptul că ele permit să se cerceteze deplasările foarte mici (alungirea relativă maximă nu depășește valoarea 0,3—0,5%), au gabarite și greutate redusă, practic nu au inerție, iau ușor forma piesei cercetate. Dintre dezavantaje se enumeră: variația mică a rezistenței traductorului la o variație apreciabilă a mărimii transformate (mai mică de 1%), ceea ce duce la necesitatea folosirii unor amplificatoare stabile, dependența accentuată a mărimii rezistenței de temperatura mediului ambiant, putere mică de dispersiune cu ajutorul traductorului.

În afară de traductoarele obișnuite cu fir se folosesc de asemenea traductoare (tensoliți), care se fabrică sub formă de benzi sau fire din materiale semiconductoare, ce conțin substanțe liante (rășini), un material de umplere (cretă, talc, cuarț) și substanțe conductoare (cărbune, negru de fum, grafit). Segmentul tensolitului cu derivații se lipește pe hîrtie (fig. 19-2, *c*) și apoi pe piesa supusă experimentării.

Sensibilitatea relativă a tensoliților δ este ceva mai mare decît la traductoarele cu sîrmă.

În ultimul timp se folosesc mult traductoare din staniol, la care spirala de sîrmă este confecționată din staniol (fig. 19-2, *d*). Aceste traductoare, avînd o disipație mare de căldură, permit să treacă prin ele curenți mari și, ca urmare, se pot folosi fără amplificatoare.

Traductoare cu rezistență de contact

Rezistența de contact dintre suprafețele a două corpuri solide depinde de mărimea presiunii unui corp asupra celuilalt. Cu cît presiunea este mai mare, cu atît este mai mică rezistența de contact și invers. Acest fenomen se folosește în traductoarele cu rezistență de contact.

Rezistența de contact la corpurile solide depinde de asemenea de materialul acestor corpuri și de calitatea prelucrării suprafețelor care se suprapun. Variații mai mari ale rezistenței de contact la variația presiunii au loc în cazul folosirii cărbunelui pentru electrozi, a cărui rezistență specifică este $\rho=30\ldots100\ \Omega\cdot mm^2/m$.

Sensibilitatea traductoarelor cu rezistență de contact din tijă de cărbune se determină cu relația:

$$S=\frac{\Delta R}{\Delta p},$$

în care: ΔR este variația rezistenței de contact;
Δp — variația presiunii.

Sensibilitatea poate fi mărită prin creșterea numărului discurilor conectate în serie (fig. 19-3, *a*).

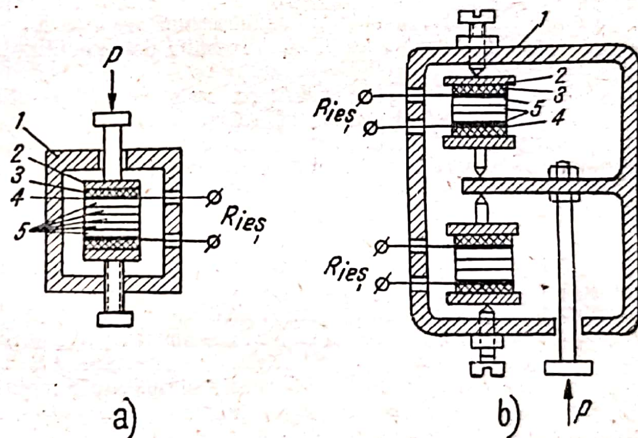


Fig. 19-3. Traductoare cu rezistență de contact:
a — obișnuit; *b* — diferențial; *1* — șasiu; *2* — disc metalic; *3* — garnitură de izolație; *4* — placă de contact; *5* — discuri de cărbune.

Dimensiunile discurilor se determină ținînd seama de presiunea maximă de 65 kg/cm^2 și de mărimea admisibilă a supraîncălzirii traductorului:

$$\theta_{stab}=\frac{I^2R_{max}}{\mu\cdot S_{lat}}\leqslant t_{max}-t_{amb\,max},$$

unde: θ_{stab} este temperatura de lucru a traductorului;
$\mu=0{,}12\ldots0{,}15$ — coeficientul cedării de căldură, W/dm^2;
S_{lat} — suprafața laterală a coloanei, dm^2;
$t_{max}=180\ldots200\ °C$ — temperatura maximă admisibilă de încălzire;
$t_{amb\,max}$ — temperatura maximă admisibilă a mediului ambiant.

Traductoarele cu rezistență de contact se folosesc la cercetarea diferitelor presiuni mecanice, a deplasărilor mici,

a vibrațiilor, accelerațiilor și în alte cazuri. O răspîndire mare au obținut-o în calitate de etaje de ieșire ale regulatoarelor de tensiune.

Dezavantajele acestor traductoare constau în dependența rezistenței lor față de temperatură și prezența fenomenului histerezis. In scopul compensării influenței temperaturii se folosesc traductoare cu două coloane, care se conectează în brațele alăturate ale schemei în punte (fig. 19-3, *b*).

Termorezistențe

La acest tip de traductoare se folosește proprietatea conductoarelor de a-și modifica rezistența electrică la variația temperaturii. Cu ajutorul unei termorezistențe se poate realiza transformarea oricărei mărimi neelectrice, care influențează asupra schimbului de căldură dintre conductor și mediul ambiant, deoarece temperatura proprie a rezistenței termice este determinată de echilibrul termic dintre aceasta și mediu.

Ca materiale pentru confecționarea termorezistențelor se folosesc în general metalele cu coeficient de temperatură relativ mare (platină, nichel, cupru). Se pot folosi de asemenea și materiale semiconductoare care au un coeficient de temperatură mare. Termorezistențele cu semiconductoare (termistoare) au coeficientul de temperatură negativ.

Construcția termorezistențelor depinde de destinația acestora și de condițiile de folosire. Termorezistența poate fi fabricată sub formă de fir (spiră), bobină, spirală etc.

Variația rezistenței traductorului ΔR poate fi determinată din următoarea relație:

$$\Delta R = R_0 \alpha \Delta t,$$

în care: R_0 este rezistența inițială a traductorului;
α — coeficientul de temperatură al rezistenței, care indică variația relativă a rezistenței la schimbarea temperaturii cu 1 °C;
Δt — variația temperaturii traductorului.

Sensibilitatea traductorului,

$$S = \frac{\Delta R}{\Delta t} = R_0 \alpha,$$

poate fi mărită prin alegerea corespunzătoare a materialului traductorului (cu coeficientul α mare) și prin mărirea rezistenței inițiale a traductorului.

Coeficientul de temperatură α rămîne aproximativ constant numai într-un interval mic de temperatură.

In tabela 19-5 sînt indicate caracteristicile materialelor din care se fabrică rezistențele termice.

Tabela 19-5

Unele materiale conductoare, folosite pentru construcția rezistențelor

Materialul	Coeficientul de temperatură, cm/l °C	Rezistivitatea Ω·mm²/m
Wolfram	0,00421—0,00464	0,055—0,0612
Nichel	0,00621—0,00634	0,118—0,138
Platină	0,00394—0,0056	0,098—0,106
Cupru	0,00433	0,0156—0,017

Termorezistențele se folosesc pentru măsurarea temperaturilor și determinarea diferiților parametri ai mediului gazos (viteză, vid, conținut procentual al diverselor substanțe etc.).

Alegerea materialului pentru termorezistențe este determinată de condițiile de funcționare ale traductorului și de gama temperaturilor de lucru. Termorezistențele de cupru, de exemplu, pot funcționa bine în atmosferă uscată, în lipsa gazelor de corodare, în gama de variație a temperaturilor de la —50 pînă la +150 °C. Termorezistențele de nichel necesită o bună izolație contra acțiunii mediului ambiant.

Ele se pot folosi pentru măsurarea temperaturilor pînă la 250 °C. Termometrele de platină pot funcționa fără izolație față de mediul ambiant la temperaturi de la —190 pînă la +500 °C. Prin termorezistențe, folosite ca termometre, trebuie să treacă un curent minim, deoarece încălzirea acestor rezistențe datorită curentului trebuie să fie neglijabilă în comparație cu încălzirea datorită mediului experimentat (de obicei mărimea curentului de lucru nu întrece 2—10 mA). Erorile termometrelor cu sîrmă sînt condiționate de instabilitatea proprietăților electrice ale materialelor folosite în condițiile de exploatare. Precizia traductoarelor moderne cu rezistență termică (împreună cu aparatul indicator) este de 1—1,5%.

Termorezistențe din semiconductoare (termistoare) sînt alcătuite din amestecuri de oxizi ale unor metale (Mn_2O_2, Cu_2O_3, Fe_2O_3, Ni_2O, VO_2 etc.), supuse la tratamente termice. Materialele semiconductoare au coeficientul de temperatură negativ mare (pînă la 3—6% la 1 °C). Variația rezistenței semiconductoarelor în funcție de temperatură este determinată de relația:

$$R = R_\infty e^{\frac{B}{T}} = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)},$$

unde: R_∞ și B sînt coeficienți constanți pentru semiconductorul dat;
R_0 — rezistența termistorului la temperatura T_0;
T — temperatura termistorului, °K.

Termistoarele sînt mai sensibile și au o inerție mai mică în comparație cu rezistențele termice obișnuite. De asemenea rezistența lor internă este relativ mare raportată la același gabarit, fapt care duce la folosirea acestora concomitent cu amplificatoarele electronice. Dezavantajul principal constă în faptul că termistoarele au o disipație mare în rezistență (pînă la 20%).

Caracteristicile unor tipuri de termistoare fabricate în U.R.S.S. sînt indicate în tabela 10-3 (pag. 218).

Traductoare electrolitice

Funcționarea traductoarelor electrolitice este bazată pe proprietatea electroliților (soluțiile apoase ale sărurilor, acizilor și bazelor) de a-și schimba conductibilitatea specifică în funcție de concentrația soluției.

Conductanța g a electrolitului, între doi electrozi cilindrici de aceeași rază r cu axele paralele (fig. 19-4), se determină cu relația:

$$g = \frac{2\pi\gamma l}{\ln \frac{d}{r}} = c\gamma,$$

unde: γ este conductibilitatea electrică specifică a electrolitului, care depinde de concentrația soluției;
$c = \frac{2\pi l}{\ln \frac{d}{r}}$ — coeficient, care depinde de dimensiunile geometrice ale traductorului.

Conductibilitatea cîtorva electroliţi

Tabela 19-6

Conţinutul în procente al electrolitului pur	Conductibilitatea specifică γ la 18°C ($1/\Omega\cdot cm\cdot 10^4$)								
	Clorură de potasiu	Clorură de sodiu	Clorură de amoniu	Sulfat de zinc	Sulfat de cupru	Hidrat de potasiu	Hidrat de sodiu	Acid sulfuric	Acid clorhidric
10	1359	1211	1776	321	319	3125	3124	3915	6302
20	2677	1957	3665	469	—	—	3270	6527	6615
30	—	—	—	441	—	5555	2022	7388	5152
40	—	—	—	—	—	4595	1164	6800	—
50	—	—	—	—	—	—	—	5405	—
60	—	—	—	—	—	—	—	1075	—

Observaţie **: La creşterea temperaturii cu 1 °C conductibilitatea soluţiei creşte cu aproximativ 2%.**

În tabela 19-6 este indicată conductibilitatea electrică a unor electroliţi în funcţie de concentraţia soluţiei.

Măsurînd rezistenţa electrolitului pentru o concentraţie cunoscută şi determinînd din tabela 19-6 pe γ, se poate calcula mărimea coeficientului c.

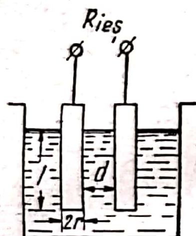


Fig. 19-4. Traductorul electrolitic.

Măsurarea rezistenţelor traductoarelor electrolitice se face în curent alternativ, pentru a evita producerea electrolizei soluţiei. Erorile de măsurare cu ajutorul traductoarelor electrolitice sînt datorite instabilităţii temperaturii electrolitului. Pentru a le micşora şi a mări precizia traductorului electrolitic în schema de măsurare se introduce o rezistenţă termică de compensare.

Controlul parametrilor soluţiilor prin măsurarea conductibilităţii lor electrice poartă denumirea de metodă conductometrică. Această metodă se foloseşte la controlul calităţii apei potabile, în instalaţiile de cazane (cu aburi), în industria chimică, în industria alimentară şi poate fi folosită pe larg şi în alte ramuri ale tehnicii.

Traductoare cu contacte (cu relee)

Traductoarele cu contacte se folosesc pentru fixarea (înregistrarea) poziţiilor determinate ale obiectelor, în cazul deplasărilor mecanice ale acestora. Din punct de vedere constructiv, traductoarele de acest tip sînt: cu o limită, cu o pereche de contacte (fig. 19-5, a) şi cu mai multe limite, avînd cîteva perechi de contacte (fig. 19-5, b).

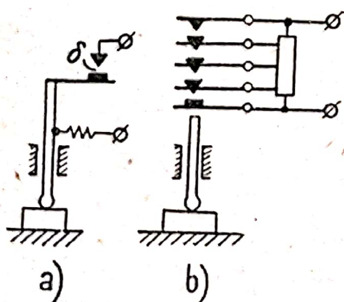


Fig. 19-5. Traductoare cu relee: ***a*** **– cu o limită;** ***b*** **– cu mai multe limite.**

Pentru mărirea sensibilităţii traductoarelor cu contacte se foloseşte transmisia cu pîrghii. Limita sensibilităţii este determinată de distanţa minimă a spaţiului δ dintre contacte şi depinde de tensiunea aplicată între contacte. Mărimea acestei tensiuni nu trebuie să depăşească o anumită valoare limită, de la care începe descărcarea prin spaţiul dintre contacte.

19-3. TRADUCTOARE INDUCTIVE, CAPACITIVE ŞI CU MAGNETOSTRICŢIUNE

Traductoare inductive

Funcţionarea traductoarelor inductive este bazată pe proprietatea bobinelor de inductanţă de a-şi schimba reactanţa atunci cînd este introdus în interiorul lor un miez feromagnetic sau cînd se schimbă mărimea întrefierului bobinei respective.

În acest caz, mărimea de transformat poate fi o deplasare mecanică (liniară sau unghiulară), iar mărimea de ieşire a traductorului o constituie variaţia inductanţei bobinei ΔL.

Traductoarele inductive cu miez mobil în interiorul bobinei (fig. 19-6, b) sînt folosite pentru transformarea deplasărilor relativ mari (mai mari de 5—8 mm).

Traductoarele cu întrefier variabil (fig. 19-6, a şi c) servesc pentru transformarea deplasărilor mici (pînă la 2 mm la variaţia lungimii spaţiului şi pînă la 8 mm la variaţia secţiunii lor).

Se folosesc de asemenea traductoarele inductive în doi timpi, care asigură o gamă mare de variaţie a mărimii de transformat, o sensibilitate mare şi o variaţie mică a parametrilor de bază ai traductorului în funcţie de condiţiile exterioare (de exemplu temperatura).

O largă răspîndire au obţinut-o traductoarele transformatoare, care sînt constituite din instalaţii în care mărimea de intrare (de transformat) modifică coeficientul inducţiei mutuale dintre înfăşurările primară şi secundară (fig. 19-6, d).

Transformatoarele diferenţiale folosesc cîte două înfăşurări secundare (fig. 19-6, e). Traductoarele de acest tip permit să se obţină la ieşire un semnal mai puternic în comparaţie cu celelalte tipuri de traductoare (de exemplu, cu fir).

Dependenţa mărimii de ieşire ΔL sau ΔZ de variaţia mărimii de intrare $\Delta\delta$ şi sensibilitatea sînt determinate de particularităţile constructive ale traductorului. La traductoarele care transformă deplasările mecanice, sensibilitatea se determină cu relaţia:

$$S=\frac{\Delta L}{\Delta\delta} \quad \text{sau} \quad S=\frac{\frac{\Delta Z}{Z}}{\Delta\delta}.$$

Construcţia	Caracteristica transformării	Deplasarea admisibilă, mm
a) $\sim U_0$, δ	L, δ	0,1-2
b) δ, $\sim U_0$	L, δ	Pînă la 50
c) S, $\sim U_0$	L, S	Pînă la 8
d) R, $\sim U_0$, δ, $\sim U_{ieş}$	$\sim U_{ieş}$, δ	Pînă la 2
e) $\sim U_0$, δ_1, δ_2, $\sim U_{ies}$	$\sim U_{ies}$, $\delta_1-\delta_2$	Pînă la 4

Fig. 19-6. Traductoare inductive:
a – cu întrefier variabil; *b* – cu deplasarea miezului; *c* – cu suprafaţa variabilă a întrefierului; *d* – traductor cu transformator; *e* – traductor diferenţial cu transformator.

Erorile traductorului inductiv depind de stabilitatea amplitudinii şi frecvenţei tensiunii de alimentare şi de asemenea de influenţa temperaturii mediului ambiant asupra dimensiunilor geometrice ale conductorului magnetic şi ale traductorului. Traductoarele inductive se folosesc în general pentru transformarea diferitelor deplasări mecanice, pentru cercetarea deformaţiilor, controlul dimensiunilor etc. Proprietăţile dinamice ale traductorului inductiv sînt determinate de inerţia elementelor mobile ale acestuia.

Traductoare capacitive

Mărimea capacităţii unui condensator depinde de trei parametri: suprafaţa armăturilor, distanţa dintre ele şi constanta dielectrică a mediului dintre armături.

Astfel, capacitatea (în picofarazi) condensatorului plan (fig. 19-7, *a*) se calculează cu relaţia:

$$C=0{,}88\,\frac{\varepsilon s}{a},$$

în care: ε este permitivitatea;
s — suprafaţa armăturilor, cm²;
a — distanţa dintre armături, cm.

Principiul de funcţionare a traductorului capacitiv este bazat pe faptul că mărimea neelectrică transformată acţionează asupra unuia dintre parametrii mai sus indicaţi, schimbînd astfel valoarea capacităţii condensatorului.

Corespunzător cu numărul de parametri, care determină capacitatea, se deosebesc trei tipuri de traductoare capacitive: 1) cu suprafaţa armăturilor variabilă; 2) cu distanţa variabilă între armături; 3) cu constantă dielectrică variabilă.

Dependenţa mărimilor de ieşire în funcţie de cele de intrare pentru tipurile de traductoare capacitive enumerate şi sensibilităţile lor sînt indicate în tabela 19-7.

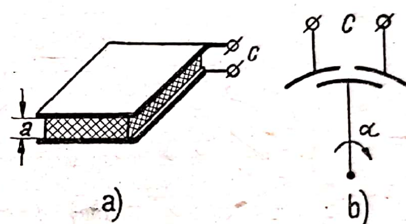


Fig. 19-7. Traductoare capacitive:
a – traductor plan; *b* – traductor diferenţial.

Din tabela 19-7 rezultă că sensibilitatea traductoarelor capacitive este cu atît mai mare cu cît este mai mică distanţa dintre armături (pentru trei tipuri de traductoare), cu cît este mai mare suprafaţa armăturilor (la traductoarele cu ε şi a variabile) şi cu cît este mai mare permitivitatea (la traductoarele cu a şi s variabile).

Tabela 19-7

Caracteristicile traductoarelor capacitive

Modificarea parametrilor condensatoarelor	Legătura dintre variaţiile mărimilor de la intrare şi ieşire	Sensibilitatea traductorului
Suprafaţa armăturii s	$\Delta C=0{,}88\,\frac{\varepsilon}{a}\,\Delta s$	$S_s=0{,}88\,\frac{\varepsilon}{a}$
Distanţa dintre armături a	$\Delta C=0{,}88\,\frac{\varepsilon s}{a^2}\,\Delta a$	$S_\delta=0{,}88\,\frac{\varepsilon s}{a^2}$
Permitivitatea ε	$\Delta C=0{,}88\,\frac{s}{a}\,\Delta\varepsilon$	$S_\varepsilon=0{,}88\,\frac{s}{a}$

Realizările constructive ale traductoarelor pot fi diferite. Distanţa minimă dintre armături se deduce din calculul rigidităţii dielectrice.

Traductoarele capacitive diferenţiale (fig. 19-7, *b*) sînt folosite pe scară largă, deoarece au o sensibilitate mare şi sînt mai puţin influenţate de condiţiile exterioare. Traductoarele capacitive au o inerţie mică.

Sensibilitatea lor este foarte mare; depăşeşte sensibilitatea tuturor celorlalte tipuri de traductoare.

Eroarea traductoarelor capacitive este determinată de influenţa temperaturii asupra dimensiunilor geometrice şi

asupra permitivității și de asemenea de umiditatea mediului ambiant.

Principalele scheme de montaj ale traductoarelor capacitive sînt cele în punte și diferențiale și de asemenea schemele a căror funcționare se bazează pe fenomenul de rezonanță și pe metoda bătăilor.

Traductoarele capacitive pot fi folosite pentru determinarea deplasărilor mecanice (liniare și unghiulare), a dimensiunilor geometrice ale pieselor, a distanțelor dintre piese, compoziției amestecurilor fizice, vibrațiilor și de asemenea pentru măsurarea nivelului lichidelor și a altor mărimi.

Traductoare cu magnetostricțiune

Materialele feromagnetice au următoarele proprietăți: 1) dacă o bară din material feromagnetic este supusă magnetizării, dimensiunile ei geometrice (lungimea) se modifică; 2) dacă o bară magnetizată din material feromagnetic este supusă acțiunii mecanice a unor forțe exterioare, magnetizarea ei se schimbă (permeabilitatea magnetică).

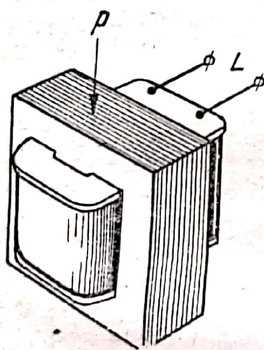


Fig. 19-8. Schema traductorului magnetoelectric.

Prima proprietate este denumită efect de magnetostricțiune, iar a doua — efect de magnetoelasticitate. Funcționarea traductoarelor magnetoelastice este bazată pe efectul magnetoelastic.

Traductorul magnetic este constituit dintr-un conductor magnetic cu o bobină de inducție montată pe el. Dacă conductorul magnetic este supus acțiunii unei forțe de comprimare p (fig. 19-8), permeabilitatea lui magnetică variază, ceea ce duce la variația impedanței Z a bobinei traductorului.

Astfel, mărimea de intrare a traductorului poate fi forța mecanică, iar mărimea de ieșire — impedanța totală a bobinei.

Cînd bobina traductorului este alimentată în curent alternativ, mărimea de ieșire poate fi amplitudinea curentului ce trece prin bobină.

Sensibilitatea traductorului magnetic

$$S=\frac{\Delta Z}{\Delta p}$$

depinde de sensibilitatea magnetică a miezului față de presiune și de asemenea de construcția circuitului magnetic și a bobinei traductorului. Constructiv, traductorul trebuie realizat în așa fel, încît fluxurile de scăpări să fie reduse la minimum.

Cea mai mare sensibilitate magnetică față de presiune o posedă materialele magnetice, care au o mare permeabilitate magnetică și proprietăți magnetostrictive accentuate pentru inducții mici la saturație.

Dintre acestea fac parte unele tipuri de permalloy și de asemenea oțelul de transformator.

Traductoarele cu magnetostricțiune se pot folosi pentru cercetarea sarcinilor statice, alternative (cu semn variabil) și cu variație rapidă.

19-4. TRADUCTOARE DE INDUCȚIE, TERMOELECTRICE ȘI PIEZOELECTRICE

Traductoare de inducție

In traductorul de inducție se folosește fenomenul inducției electromagnetice, care constă în faptul că într-un conductor, deplasat în cîmpul magnetic perpendicular pe direcția liniilor de forță magnetice, se induce o forță electromotoare proporțională cu viteza de mișcare a conductorului (analog se induce o forță electromotoare la deplasarea cîmpului magnetic față de conductor sau la variația intensității cîmpului magnetic în jurul conductorului).

Traductoarele de inducție se pot folosi nemijlocit numai pentru măsurarea vitezei deplasărilor liniare și unghiulare (tahogeneratoarele). Tahogeneratoarele au o construcție specială și permit măsurarea accelerației arborilor rotativi.

Constructiv, traductoarele de acest tip se realizează fie prin deplasarea unei bobine într-un cîmp magnetic constant, fie cu cîmp magnetic variabil și bobină fixă, fie cu bobină și cîmp magnetic fix, dar cu flux magnetic variabil.

Mărimea de ieșire a traductorului este o forță electromotoare (în V), determinată cu relația:

$$E=kBlwv,$$

în care: k este un coeficient de proporționalitate;
B — inducția magnetică în spațiul în care se deplasează conductorul, Wb/m²;
l — lungimea spirei, m;
w — numărul de spire;
v — componenta vitezei de deplasare a conductorului, perpendiculară pe direcția liniilor de forță magnetică, m/s.

Sensibilitatea traductorului (V·s/m)

$$S_l=\frac{\Delta E}{\Delta v}=kBlw,$$

poate fi mărită prin mărirea inducției magnetice în spațiul conductorului și a numărului de spire a bobinei. Pentru reglarea sensibilității se folosesc șunturile magnetice.

La traductoarele de inducție, care măsoară viteza deplasărilor unghiulare, ca parametru de ieșire poate fi frecvența tensiunii de ieșire. In acest caz, sensibilitatea traductorului, care are p poli magnetici, este:

$$S_f=\frac{\Delta f}{\Delta n}=p,$$

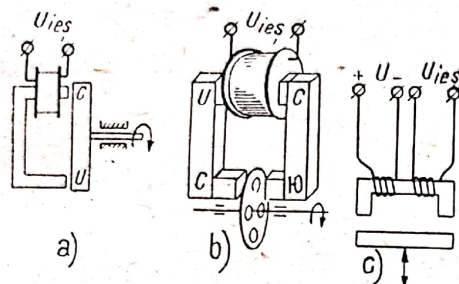
unde: Δn este creșterea numărului de rotații ale rotorului traductorului;
Δf — creșterea frecvenței tensiunii de ieșire.

Pentru mărirea sensibilității traductoarelor de inducție, care au ca mărime de ieșire frecvența, este necesar ca acestea să se fabrice cu un număr mare de poli magnetici.

Pentru măsurarea vitezei de rotație sau a vitezei mișcării de du-te-vino se pot folosi traductoarele cu impuls, bazate pe fenomenul inducției electromagnetice.

Mărimea de ieșire la acest tip de traductoare este frecvența de repetiție a impulsurilor. Un astfel de traductor este confecționat dintr-un magnet permanent, fixat pe un obiect mobil și o bobină de semnalizare fixă (fig. 19-9, *a*).

O altă variantă a traductorului de impuls poate fi și traductorul la care este fix tot sistemul magnetic, inclusiv bobina de semnalizare, iar ca parte mobilă se folosește un disc din material feromagnetic cu orificii (fig. 19-9, *b*).



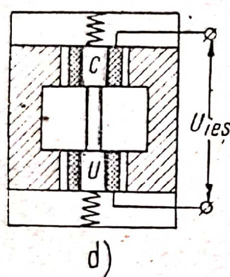


Fig. 19-9. Schema traductoarelor de inducție:
a și *b* – traductoare cu impuls; *c* – traductor cu excitație; *d* – traductor cu vibrații.

Pentru transformarea deplasărilor liniare mici și cercetarea diferitelor vibrații se pot folosi traductoarele de inducție cu excitație (fig. 19-9, *c*) și traductoarele cu vibrații (fig. 19-9, *d*).

Erorile traductoarelor de inducție sînt cauzate de: 1) variația cîmpului magnetic în timp (această eroare se înlătură prin reglarea periodică a șuntului magnetic); 2) variația rezistenței înfășurărilor și forței cîmpului magnetic datorită încălzirii (această eroare se înlătură prin folosirea în circuitul rotorului a unui șunt termomagnetic sau a unui termistor). Eroarea totală poate fi redusă pînă la 0,5—1,5%.

Traductoare termoelectrice (termocupluri)

Principiul de funcționare a traductoarelor termoelectrice se bazează pe fenomenul efectului termoelectric, care constă în faptul că în cazul îmbinării a două conductoare diferite și încălzirii locului de îmbinare, între capetele libere („reci") ale conductoarelor apare o forță electromotoare. Mărimea acestei forțe electromotoare depinde de materialele din care sînt fabricate elementele termocuplului și de diferența dintre temperaturile capetelor îmbinate și a celor libere $(T_2—T_1)$.

Pentru clasificarea materialelor după termosensibilitatea lor se determină forța electromotoare în cuplul cu platină (luată ca etalon), menținînd temperatura capetelor libere egală cu 0 °C.

În tabela 19-8 sînt indicate valorile forței termoelectromotoare obținută cu diferite materiale. Pentru traductoarele termoelectrice se aleg acele combinații de termoelectrozi, cu ajutorul cărora se obțin forțe termoelectromotoare maxime.

Materialelor folosite pentru fabricarea electrozilor termocuplurilor li se impun următoarele condiții:
1) stabilitate chimică și mecanică la temperaturi mari;
2) conductibilitate electrică bună;

Tabela 19-8

Forța termoelectromotoare a cîtorva materiale pentru cupluri cu platină, la T_2=100 °C și T_1=0 °C

Materialul	Forța termoelectromotoare, mV	Materialul	Forța termoelectromotoare, mV
Platină	0	Cupru	+0,75
Siliciu	+44,8	Zinc	+0,75
Telur	+40	Iridiu	+0,65
Stibiu	+4,86	Platin-rodiu	+0,64
Crom	+2,05	Cositor	+0,42
Fier	+1,8	Alumel	–1,15
Molibden	+1,31	Constantan	–3,5
Wolfram	+0,79	Copel	–4

Observație: Valorile din tabelă sînt orientative deoarece forțele termoelectromotoare depind de impuritățile aflate în materialele conductoarelor care nu pot fi prinse în calcule, precum și de tehnologia lor.

3) constanță a proprietăților termoelectrice;
4) dependență univocă a forței termoelectromotoare de temperatură.

Sensibilitatea termocuplului:

$$S=\frac{\Delta E}{\Delta(T_2-T_1)}$$

se determină pe cale grafică sau orientativ, după tabela 19 8. În intervalul de temperaturi în care forța termoelectromotoare depinde neliniar de temperatură, sensibilitatea *S* este variabilă.

Pentru măsurarea temperaturilor pînă la 1000 °C inclusiv se folosesc termocupluri din metale obișnuite.

Pentru temperaturi pînă la 1600 °C se folosesc termocupluri din materiale refractare: cărbune, carbură de siliciu (pînă la 1800 °C), wolfram-molibden (pînă la 2100 °C). În tabela 19-9 sînt indicate datele unor termocupluri.

Tabela 19-9

Caracteristicile cîtorva termocupluri

Tipul termocuplului	Materialul	Limitele de măsurare, °C
ТПП-II	Platin-rodiu-platină	pînă la 1300 *
TX-VII	Cromel-alumel	pînă la 800
TXK-XIII	Cromel-copel	pînă la 600
T-3	Cromel-copel	0—300
T-180	Cupru cu constantan (∅ 0,5)	de la —200 pînă la + 50

* Pentru scurt timp se folosește pînă la 1600 °C

Temperatura limită de folosire a termocuplului depinde nu numai de proprietățile electrozilor lui, ci și de construcția părții de recepție a traductorului (armăturii), de durata de folosire și de proprietățile mediului în care funcționează termocuplul.

Capetele libere ale electrozilor termocuplului se conectează la dispozitivul de măsurare prin intermediul unor conductoare. Dacă materialele acestor conductoare de îmbinare și materialele electrozilor termocuplului sînt diferite,

atunci în locurile de îmbinare (în punctele m și n din fig. 19-10) apar forțe termoelectromotoare de mărimi ce depind de temperatura mediului în care funcționează termocuplul.

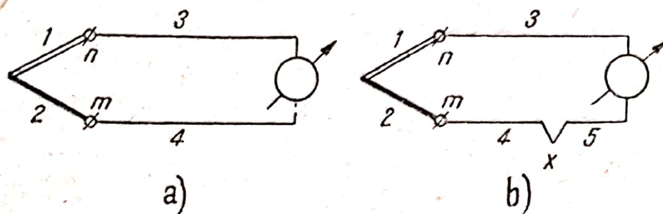


Fig. 19-10. Conectarea termocuplului la aparatul de măsurat.

Forțele termoelectromotoare induse pe capetele libere ale termocuplului se însumează algebric cu forța termoelectromotoare care caracterizează temperatura măsurată, producînd astfel erori apreciabile în măsurare. In cazul cînd temperatura mediului care înconjoară capul cu bornele de ieșire este constantă, aceste erori se iau în considerație la etalonarea termocuplului.

Dacă temperatura mediului variază, erorile de măsurare datorite forței termoelectromotoare induse pe bornele de ieșire nu pot fi luate în considerație la etalonare. In astfel de cazuri dispozitivului de măsurare al termocuplului i se adaugă un grafic de corecție, pentru măsurarea independentă de temperatură sau se folosesc scheme speciale pentru îmbinarea termocuplului cu dispozitivul de măsurare.

Una dintre aceste scheme este reprezentată în fig. 19-10, *b*. Conductoarele *3* și *5* sînt confecționate din același material ca și *1* (electrodul termocuplului), iar conductorul *4* din același material ca și *2* (al doilea electrod al termocuplului).

Lipitura (sudura) x este „rece". Ea se poate include în termostat și astfel se reduc erorile.

Pentru micșorarea erorii totale a termocuplului datorită temperaturii capetelor libere se pot folosi și alte scheme: de exemplu, schema în punte cu rezistență termică de compensare.

Inerția termocuplurilor este determinată de construcția lor și de condițiile schimbului de căldură cu mediul ambiant. Constanta de timp a termocuplurilor variază în limitele de la unități pînă la cîteva sutimi de secundă.

Traductoare piezoelectrice

In traductoarele piezoelectrice se folosește efectul apariției sarcinilor pe marginile unui cristal, în cazul deformației lui mecanice. La cristale se deosebește axul electric X, optic Z și axul mecanic sau neutru Y (fig. 19-11).

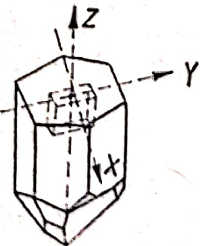


Fig. 19-11. Poziția axelor în cristalul de cuarț și placa de cuarț.

Dacă din cristal se decupează o placă, ale cărei margini sînt paralele cu aceste axe, atunci sub acțiunea unei forțe mecanice de-a lungul axului electric sau mecanic pe marginile perpendiculare pe axul electric apar sarcini electrice. Mărimea acestor sarcini este proporțională cu mărimea tensiunilor mecanice elastice și nu depinde de dimensiunile suprafeței cristalului. Cînd forța mecanică acționează de-a lungul axului optic, nu apar sarcini electrice.

Pe baza particularităților mai sus indicate se fabrică traductoare piezoelectrice, al căror element de bază este plăcuța decupată din cristal. Efectul piezoelectric cel mai accentuat se manifestă la cristalele de turmalină, cuarț și sare Seignette. In ultimul timp o largă răspîndire au primit-o piezoelementele din ceramică polarizată a titanatului de bariu.

In cazul cînd forța mecanică acționează asupra plăcii de-a lungul axului electric, mărimea diferenței de potențial dintre electrozii metalici (fig. 19-12) se determină din relația:

$$U=\delta_e \frac{p}{C+C_0},$$

unde: δ_e este modulul piezoelectric, C/kg (pentru cuarț $\delta_e=2,1\cdot 10^{-11}$; $\varepsilon=4,5$; pentru ceramica titanatului de bariu $\delta_e=107\cdot 10^{-11}$; $\varepsilon=1300$; pentru sarea Seignette $\delta_e=300\cdot 10^{-11}$; $\varepsilon=200$);

p — forța, în kgf;

C — capacitatea condensatorului, format de electrozi și placa dintre ei, în F;

C_0 — capacitatea schemei de măsurare a traductorului, în F.

Sensibilitatea traductorului se calculează cu relația:

$$S=\frac{\delta_e}{C+C_0}.$$

Ea poate fi mărită prin micșorarea capacității schemei de măsurare. In acest scop traductorul se fabrică din cîteva plăci (n) conectate mecanic în serie și electric în paralel (fig. 19-12, *b*).

Sensibilitatea unui astfel de traductor se determină cu expresia:

$$S=\frac{\delta_e}{C+\frac{C_0}{n}}.$$

Practic traductoarele piezoelectrice sînt lipsite de inerție; de aceea, ele pot fi folosite pentru cercetarea forțelor rapid variabile. Aceste tipuri de traductoare nu se folosesc pentru studierea regimurilor statice, din cauza scurgerii sarcinilor prin placă (prin conductanțele de volum și de suprafață) și prin rezistențele de izolație ale conductoarelor de legătură.

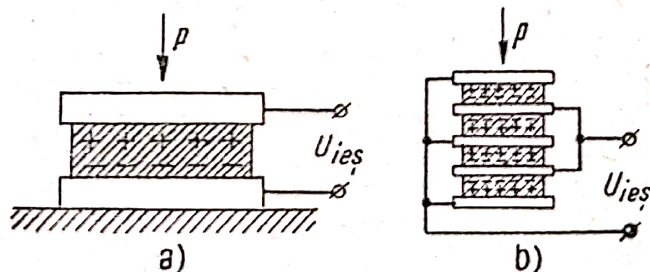


Fig. 19-12. Traductoare piezoelectrice:
a — traductor cu o placă; *b* — traductor cu cîteva plăci.

Tensiunea de ieșire a traductorului piezoelectric poate fi măsurată numai cu ajutorul voltmetrului electronic, care practic nu consumă putere de la circuitul de măsurat.

atunci în locurile de îmbinare (în punctele m și n din fig. 19-10) apar forțe termoelectromotoare de mărimi ce depind de temperatura mediului în care funcționează termocuplul.

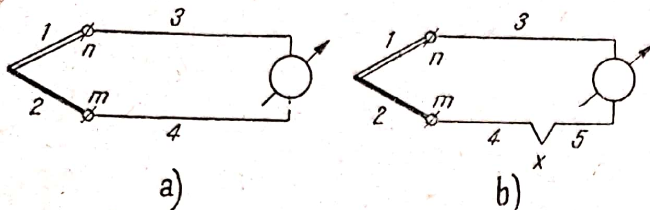


Fig. 19-10. Conectarea termocuplului la aparatul de măsurat.

Forțele termoelectromotoare induse pe capetele libere ale termocuplului se însumează algebric cu forța termoelectromotoare care caracterizează temperatura măsurată, producînd astfel erori apreciabile în măsurare. În cazul cînd temperatura mediului care înconjoară capul cu bornele de ieșire este constantă, aceste erori se iau în considerație la etalonarea termocuplului.

Dacă temperatura mediului variază, erorile de măsurare datorite forței termoelectromotoare induse pe bornele de ieșire nu pot fi luate în considerație la etalonare. In astfel de cazuri dispozitivului de măsurare al termocuplului i se adaugă un grafic de corecție, pentru măsurarea independentă de temperatură sau se folosesc scheme speciale pentru îmbinarea termocuplului cu dispozitivul de măsurare.

Una dintre aceste scheme este reprezentată în fig. 19-10, *b*. Conductoarele *3* și *5* sînt confecționate din același material ca și *1* (electrodul termocuplului), iar conductorul *4* din același material ca și *2* (al doilea electrod al termocuplului).

Lipitura (sudura) x este „rece". Ea se poate include în termostat și astfel se reduc erorile.

Pentru micșorarea erorii totale a termocuplului datorită temperaturii capetelor libere se pot folosi și alte scheme: de exemplu, schema în punte cu rezistență termică de compensare.

Inerția termocuplurilor este determinată de construcția lor și de condițiile schimbului de căldură cu mediul ambiant. Constanta de timp a termocuplurilor variază în limitele de la unități pînă la cîteva sutimi de secundă.

Traductoare piezoelectrice

In traductoarele piezoelectrice se folosește efectul apariției sarcinilor pe marginile unui cristal, în cazul deformației lui mecanice. La cristale se deosebește axul electric X, optic Z și axul mecanic sau neutru Y (fig. 19-11).

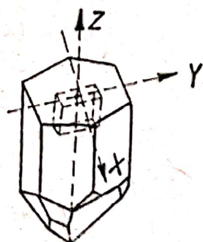


Fig. 19-11. Poziția axelor în cristalul de cuarț și placa de cuarț.

Dacă din cristal se decupează o placă, ale cărei margini sînt paralele cu aceste axe, atunci sub acțiunea unei forțe mecanice de-a lungul axului electric sau mecanic pe marginile perpendiculare pe axul electric apar sarcini electrice. Mărimea acestor sarcini este proporțională cu mărimea tensiunilor mecanice elastice și nu depinde de dimensiunile suprafeței cristalului. Cînd forța mecanică acționează de-a lungul axului optic, nu apar sarcini electrice.

Pe baza particularităților mai sus indicate se fabrică traductoare piezoelectrice, al căror element de bază este plăcuța decupată din cristal. Efectul piezoelectric cel mai accentuat se manifestă la cristalele de turmalină, cuarț și sare Seignette. În ultimul timp o largă răspîndire au primit-o piezoelementele din ceramică polarizată a titanatului de bariu.

In cazul cînd forța mecanică acționează asupra plăcii de-a lungul axului electric, mărimea diferenței de potențial dintre electrozii metalici (fig. 19-12) se determină din relația:

$$U=\delta_e \frac{p}{C+C_0},$$

unde: δ_e este modulul piezoelectric, C/kg (pentru cuarț $\delta_e=2{,}1\cdot10^{-11}$; $\varepsilon=4{,}5$; pentru ceramica titanatului de bariu $\delta_e=107\cdot10^{-11}$; $\varepsilon=1300$; pentru sarea Seignette $\delta_e=300\cdot10^{-11}$; $\varepsilon=200$);

p — forța, în kgf;

C — capacitatea condensatorului, format de electrozi și placa dintre ei, în F;

C_0 — capacitatea schemei de măsurare a traductorului, în F.

Sensibilitatea traductorului se calculează cu relația:

$$S=\frac{\delta_e}{C+C_0}.$$

Ea poate fi mărită prin micșorarea capacității schemei de măsurare. În acest scop traductorul se fabrică din cîteva plăci (n) conectate mecanic în serie și electric în paralel (fig. 19-12, *b*).

Sensibilitatea unui astfel de traductor se determină cu expresia:

$$S=\frac{\delta_e}{C+\frac{C_0}{n}}.$$

Practic traductoarele piezoelectrice sînt lipsite de inerție; de aceea, ele pot fi folosite pentru cercetarea forțelor rapid variabile. Aceste tipuri de traductoare nu se

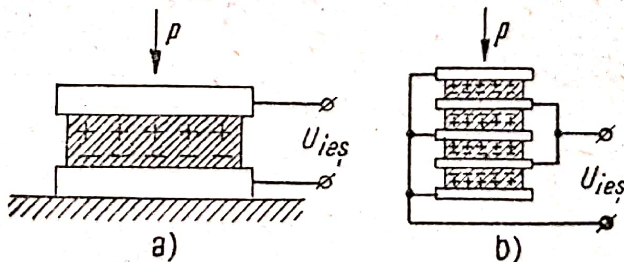


Fig. 19-12. Traductoare piezoelectrice:
a — traductor cu o placă; *b* — traductor cu cîteva plăci.

folosesc pentru studierea regimurilor statice, din cauza scurgerii sarcinilor prin placă (prin conductanțele de volum și de suprafață) și prin rezistențele de izolație ale conductoarelor de legătură.

Tensiunea de ieșire a traductorului piezoelectric poate fi măsurată numai cu ajutorul voltmetrului electronic, care practic nu consumă putere de la circuitul de măsurat.

19-5. TRADUCTOARE FOTOELECTRICE

Traductoarele fotoelectrice sînt instalaţiile care-şi schimbă parametrii sub acţiunea energiei luminoase. Dintre avantajele traductoarelor fotoelectrice se enumeră : simplitate constructivă, gabarite reduse, sensibilitate mare şi lipsa cuplajului mecanic cu efectul cercetat.

Traductoarele fotoelectrice sînt constituite sub formă de celule fotoelectrice. Caracteristicile de bază ale traductoarelor fotoelectrice sînt :

1. Caracteristica luminoasă : exprimă dependenţa curentului fotoelectric de intensitatea fluxului luminos care cade pe celula fotoelectrică.

2. Caracteristica spectrală : exprimă dependenţa curentului fotoelectric de lungimea de undă a fluxului luminos.

3. Caracteristica de inerţie (de frecvenţă): exprimă dependenţa curentului fotoelectric de frecvenţa de variaţie a intensităţii fluxului luminos.

4. Caracteristica volt-amperică : exprimă dependenţa curentului fotoelectric de tensiunea aplicată între electrozii celulei fotoelectrice, în cazul fluxului luminos constant.

In afară de caracteristicile mai sus indicate, celulele fotoelectrice se apreciază după stabilitatea parametrilor lor cu trecerea timpului (îmbătrînirea) şi cu variaţia temperaturii mediului de lucru.

Celulele fotoelectrice se folosesc pe scară largă ca traductoare în diferite instalaţii de măsurare şi de reglare, pentru măsurarea şi reglarea temperaturilor, nivelurilor, deplasărilor şi vitezelor, pentru sortarea de rebuturi, a pieselor etc.

Se folosesc trei tipuri de celule fotoelectrice : 1) cu strat de baraj sau celule fotoelectrice cu ventil ; 2) cu efect fotoelectric exterior ; 3) fotorezistenţe sau celule fotoelectrice cu efect fotoelectric interior.

Celule fotoelectrice cu strat de baraj

Celula fotoelectrică este alcătuită dintr-un suport metalic, un strat subţire semiconductor şi un electrod metalic superior semitransparent.

Tehnologia de fabricare a celulei fotoelectrice prevede formarea stratului de baraj în regiunea suportului sau în regiunea electrodului metalic semitransparent. La iluminarea stratului semiconductor cuantele de lumină resping electronii liberi din semiconductor, aceştia trec prin stratul de baraj şi încarcă cu polaritate negativă conductorul. Stratul semiconductor şi armătura metalică (electrodul) rămîn pozitive. Dacă apoi se conectează la bornele celulei un circuit exterior, prin acesta va trece un anumit curent.

Astfel, celula fotoelectrică cu strat de baraj iluminată devine generator de energie electrică ; mărimea energiei cedate depinde de intensitatea fluxului luminos care cade pe celula fotoelectrică.

Sensibilitatea celulei fotoelectrice se exprimă prin raportul dintre creşterea curentului fotoelectric şi creşterea fluxului luminos :

$$S = \frac{\Delta I_f}{\Delta \Phi}.$$

Ea depinde de tipul celulei fotoelectrice şi de mărimea rezistenţei de sarcină. Pentru mărirea sensibilităţii se conectează în serie mai multe celule fotoelectrice.

Inerţia celulelor fotoelectrice de acest tip este diferită. Astfel, de exemplu, la celula fotoelectrică cu seleniu (de tip K-5 şi altele) banda de trecere a frecvenţelor este de 0 ... 100 Hz, iar la celula fotoelectrică cu sulfură de argint ea nu depăşeşte unităţi de herţi.

In tabela 19-10 sînt indicaţi parametrii unor tipuri de celule fotoelectrice cu strat de baraj.

Tabela 19-10

Parametrii cîtorva celule fotoelectrice cu strat de baraj

Tipul celulei foto-electrice	Sensibilitatea (integrală) μA/lm	Maximul caracteristicii spectrale, μ	Suprafaţa de lucru, cm²
K-5	500	0,55	5
K-10	500	0,55	10
K-20	500	0,55	20
cu sulfură de taliu	10 000	0,95	2
ФЭСС-V-2	6000–7000	0,85	2
ФЭСС-V-3	6000–7000	0,85	3
ФЭСС-V-5	6000–7000	0,85	5
ФЭСС-V-10	6000–7000	0,85	10

Celule fotoelectrice cu efect exterior

Sub acţiunea luminii pot fi smulşi electroni de pe suprafeţele metalelor. Acest fenomen, denumit efect exterior, este folosit la celulele fotoelectrice.

Dacă suprafaţa emiţătoare este folosită ca limită a cîmpului electric (electrod în vid), atunci la iluminarea ei, în circuit (fig. 19-13) apare un curent a cărui mărime depinde de intensitatea fluxului luminos.

Celulele fotoelectrice de acest tip necesită surse suplimentare de alimentare, pentru crearea cîmpului electric din interiorul elementului. Practic, celulele fotoelectrice cu vid sînt lipsite de inerţie.

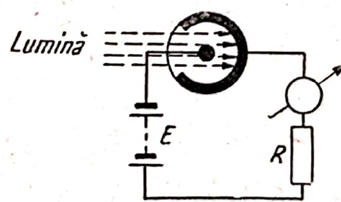


Fig. 19-13. Schema de conectare a celulei fotoelectrice cu efect exterior.

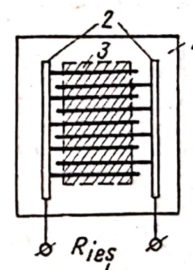


Fig. 19-14. Construcţia fotoelementului (celulei fotoelectrice) cu efect exterior (fotorezistenţă) : 1 – placa izolantă ; 2 – electrozii ; 3 – suprafaţa fotografică.

Celulele fotoelectrice cu gaz au inerţie mai mare.

In tabela 19-11 sînt indicaţi parametrii de bază ai celulelor fotoelectrice cu efect exterior.

Fotorezistenţe

Funcţionarea traductoarelor fotoelectrice de acest tip este bazată pe proprietatea unor materiale semiconductoare de a-şi schimba conductanţa (rezistenţa) sub acţiunea luminii. Acest fenomen se numeşte fotoefect interior.

Construcţia fotorezistenţei este reprezentată în fig. 19-14.

Electrozii sînt dispuşi sub formă de zăbrele în scopul măririi sensibilităţii elementului.

Tabela 19-11

Parametrii cîtorva tipuri de celule fotoelectrice cu efect exterior

Tipul celulei fotoelectrice	Tensiunea de lucru V	Sensibilitatea μA/lm	Curentul maxim de întuneric, A	Maximul caracteristicii spectrale, μ	Căderea maximă a caracteristicii de frecvenţă în banda 300—8000 Hz, dB
СЦВ-3	240	80	$1\cdot10^{-8}$	0,32—0,45	—3
СЦВ-4	240	80	$1\cdot10^{-7}$	0,32—0,45	—3
СЦВ-51	240	80	$1\cdot10^{-7}$	0,32—0,45	—3
ЦВ-1	240	20	$1\cdot10^{-7}$	0,75—0,95	—
ЦВ-3	240	20	$1\cdot10^{-7}$	0,75—0,95	—
ЦВ-4	240	20	$1\cdot10^{-7}$	0,75—0,95	—
ЦГ-1	240	75	$1\cdot10^{-7}$	0,7—0,95	—7
ЦГ-3	240	100	$1\cdot10^{-7}$	0,7—0,95	—5
ЦГ-4	240	100	$1\cdot10^{-7}$	0,7—0,95	—7
ФЭУ-1	220	500	$1\cdot10^{-7}$	0,3—0,45	—
ФЭУ-2	220	500	$1\cdot10^{-7}$	0,3—0,45	—
ФЭУ-17	800	$(0,5...5)\cdot10^{6}$	$1\cdot10^{-8}$	0,3—0,45	—
ФЭУ-18	800	$(0,5...5)\cdot10^{6}$	$1\cdot10^{-8}$	0,3—0,45	—
ФЭУ-19	1250	$(0,5...5)\cdot10^{6}$	$1\cdot10^{-8}$	0,3—0,45	—

Observaţie: Datele din tabelă corespund cu mărimea fluxului luminos pînă la 0,03 lm pentru tipurile ЦГ-1, ЦВ-1, ЦГ-4 şi ЦВ-4 şi pînă la 0,05 lm pentru tipurile ЦГ-3 şi ЦВ-3.

Fotorezistenţele se utilizează de obicei în schemele în punte şi de amplificare; ele permit să se realizeze dispozitive de măsură de înaltă sensibilitate pentru determinarea intensităţii fluxului luminos.

Dezavantajele principale constau în faptul că la variaţia temperaturii şi la îmbătrînire, fotorezistenţele îşi schimbă esenţial parametrii.

Parametrii de bază ai unor tipuri de fotorezistenţe sînt indicaţi în tabela 10-6 (p. 219).

19-6. TRADUCTOARE CU TUBURI, CU RADIAŢIE ŞI INVERSATE

Traductoare cu tuburi

Funcţionarea traductorului cu tuburi se bazează pe dependenţa curentului anodic al tubului electronic sau ionic de dimensiunile geometrice ale electrozilor şi de distanţa dintre aceştia.

Traductorul de acest tip este constituit dintr-un tub electronic, în care anumiţi electrozi se pot deplasa faţă de alţi electrozi de referinţă ficşi sub acţiunea forţelor mecanice exterioare.

Deplasarea electrodului mobil poate fi efectuată fie direct sub acţiunea mărimii mecanice (cu comandă interioară), fie prin intermediul părţii electrice a balonului de sticlă (cu comandă exterioară). Construcţiile tuburilor de ambele tipuri sînt foarte variate.

În fig. 19-15, *a* este reprezentat tubul cu comandă interioară, care poate fi folosit ca traductor pentru acceleraţii, iar în fig. 19-15, *b* este reprezentat tubul cu comandă exterioară folosit pentru transformarea diferitelor deplasări. Construcţia traductoarelor cu tuburi este complicată, deoarece necesită stabilizarea tensiunilor de alimentare. Avan-

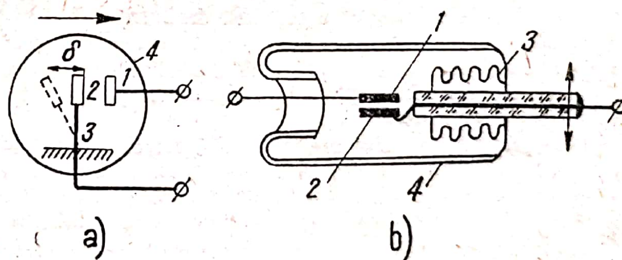


Fig. 19-15. Schema traductorului cu tuburi:
a — traductor cu comandă interioară; *b* — traductor cu comandă exterioară; *1* — electrod fix; *2* — electrod mobil; *3* — element elastic; *4* — balonul tubului.

tajele acestui tip de traductoare constau în faptul că ele posedă o mare sensibilitate de transformare şi în afară de aceasta se poate realiza o dată cu transformarea mărimii neelectrice de intrare şi amplificarea mărimii electrice de ieşire.

Traductoare cu radiaţie

În traductoarele cu radiaţie se foloseşte acţiunea mărimii de intrare asupra intensităţii radiaţiilor (a razelor α, β sau γ).

Traductoarele sînt alcătuite dintr-o sursă și un receptor de radiație.

Ca surse de radiații se folosesc substanțele radioactive artificiale. Caracteristicile unor izotopi mai des folosiți sînt indicate în tabela 19-12.

Receptoarele de radiație pot fi: 1) camerele de ionizare; 2) contoarele proporționale; 3) contoarele Geiger-Müller; 4) contoarele de scintilație; 5) contoarele cu cristal.

Funcționarea primelor trei tipuri de receptoare se bazează pe măsurarea intensității ionizării care apare sub acțiunea razelor α, β și γ.

In contoarele de scintilație sînt folosite fenomenele de luminescență a unor substanțe sub acțiunea radiațiilor α, β și γ. Fluxul de lumină produs în cazul acesta se măsoară cu ajutorul celulelor fotoelectrice (fotomultiplicatoare).

Funcționarea contoarelor cu cristal este bazată pe fenomenul apariției conductibilității cristalelor unor substanțe la iradierea acestora cu raze γ.

In fig. 19-16 este reprezentată schema traductorului cu radiație cu cameră de ionizare (elementul lui de bază). Camera este constituită dintr-un vas umplut cu gaz. Curentul de ionizare parcurge spațiul dintre doi electrozi situați în această cameră și alimentați cu tensiune (în fig. 19-16 unul dintre electrozi este însăși camera).

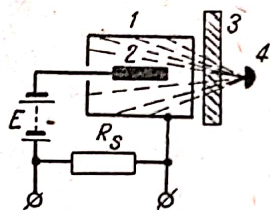


Fig. 19-16. Schema traductorului de ionizare:
1 – camera de ionizare; *2* – electrodul; *3* – materialul cercetat; *4* – sursa radioactivă de ionizare; R_S – rezistență de sarcină.

Mărimea curentului de ionizare este proporțională cu intensitatea de radiație care pătrunde în cameră. Dacă între emițător și receptor se plasează un corp oarecare, atunci fluxul de radiație care pătrunde în cameră și deci și curentul în camera de ionizare va depinde de calitatea corpului, de dimensiunile lui, de viteza de deplasare etc.

Radiația substanței radioactive nu depinde de temperatură, de presiune și de ceilalți factori ai mediului ambiant. Radiația însăși nu influențează mărimea neelectrică cercetată și poate pătrunde în profunzime în traductoare. Aceste particularități ale traductoarelor cu radiații permit ca acestea să se folosească în condiții de temperaturi și presiuni ridicate.

Traductoarele cu radiații pot fi folosite pentru măsurarea dimensiunilor geometrice ale corpurilor, deplasărilor, densității, temperaturii gazelor și pentru o serie de alte măsurări.

Traductoare inversate

Principiul de funcționare a traductoarelor inversate este bazat pe compararea a două mărimi neelectrice, dintre care una este mărimea de măsurare, iar cealaltă este obținută pe calea transformării unei mărimi electrice cunoscute. Aceste traductoare se folosesc îndeosebi ca dispozitive de măsurat.

Ca exemplu, în fig. 19-17 este reprezentată schema simplificată a tahometrului stroboscopic.

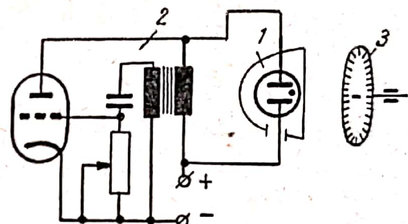


Fig. 19-17. Schema tahometrului stroboscopic.

Tubul cu neon *1* se aprinde periodic sub acțiunea impulsurilor de tensiune produse de generatorul autoblocat *2*. Cînd frecvența acestor impulsuri coincide cu frecvența de succesiune a reperelor însemnate pe obiectul rotativ *3*, acesta din urmă va părea fix.

Cunoscînd frecvența generatorului autoblocat, se poate determina viteza de rotație a obiectului.

Tabela 19-12

Date asupra izotopilor radioactivi

Elementele	Număr de masă A	Timpul de înjumătățire ani	Constanta radioactivă s^{-1}	Natura radiației	Energia radiației, MeV	
					Energia particulelor	Energia cuantelor
Beriliu	10	$2{,}7\cdot10^{6}$	$8{,}13\cdot10^{-15}$	$\beta-$	0,555	—
Carbon	14	5720	$3{,}8399\cdot10^{12}$	$\beta-$	0,155	—
Sodiu	22	2,6	$8{,}45\cdot10^{-9}$	$\beta+, \gamma$	0,542	1,277
Cobalt	60	5,3	$4{,}439\cdot10^{-9}$	$\beta-, \gamma$	0,3	1,2
Stronțiu	90	20	$9{,}675\cdot10^{-6}$	$\beta-$	0,54	—
Cesiu	137	33	$6{,}66\cdot10^{-10}$	$\beta-, \gamma$	0,523	0,66
Europiu	152	15	$1{,}408\cdot10^{-9}$	$\beta-, \gamma$	0,75	1,116
Europiu	154	16	$1{,}37\cdot10^{-9}$	$\beta-, \gamma$	1,57	0,34
Taliu	204	2,7	$8{,}109\cdot10^{-9}$	$\beta-$	0,76	—
Poloniu	210	0,4	$5{,}8\cdot10^{-8}$	α, γ	5,298	0,8

Un alt exemplu de traductor este pirometrul electro-optic, care serveşte pentru măsurarea temperaturilor mari.

Traductoarele de acest tip se folosesc ca elemente ale reacţiei negative în instalaţiile pentru măsurarea de înaltă precizie a mărimilor neelectrice.

19-7. CIRCUITE DE MĂSURARE

Circuitul de măsurare dintr-un aparat electric destinat pentru măsurarea mărimilor neelectrice poate realiza funcţia de acord, compensare, transformare, amplificare etc. Caracteristica principală a circuitului de măsură este sensibilitatea lui, definită ca raportul dintre creşterea mărimii de ieşire şi creşterea mărimii de intrare.

Mărimea de ieşire poate fi, de exemplu, curentul I din aparatul de măsurat, conectat la ieşirea circuitului; mărimea de intrare poate fi mărimea electrică de la ieşirea traductorului ΔM. In cazul acesta sensibilitatea circuitului de măsurare este exprimată prin următoarea relaţie:

$$S_c = \frac{\Delta I_l}{\Delta M}.$$

Sensibilitatea aparatului destinat pentru măsurarea prin metoda electrică a mărimilor neelectrice este determinată de raportul dintre creşterea numărului de diviziuni ale scalei aparatului de ieşire (indicate prin săgeată) şi creşterea mărimii neelectrice de intrare ΔN; ea este exprimată prin sensibilitatea elementelor care intră în constituirea aparatului astfel:

$$S_a = \frac{\Delta\alpha}{\Delta N} = \frac{\Delta M}{\Delta N}\cdot\frac{\Delta I_l}{\Delta M}\cdot\frac{\Delta\alpha}{\Delta I_l} = S_t\cdot S_c\cdot S_d,$$

unde S_t, S_c şi S_d sînt sensibilităţile traductorului, circuitului de măsurare şi a dispozitivului de măsurare.

Printr-un calcul judicios se tinde să se asigure în întregime sensibilitatea dată de condiţiile tehnice ale aparatului; în cazul acesta, sensibilitatea circuitului de măsurare trebuie să se aleagă maximă.

In funcţie de mărimea de ieşire, circuitul de măsurare este sensibil la curent sau la tensiune.

Schemele de măsurare cele mai răspîndite sînt următoarele: 1) schemele în punte în curent alternativ şi continuu; 2) schemele diferenţiale; 3) schemele de compensare.

Schema în punte în curent continuu

Schema de măsurare în punte în curent continuu este reprezentată în fig. 19-18. Se folosesc două tipuri de scheme: 1) puntea echilibrată, care foloseşte metoda nulului în măsurări şi 2) puntea neechilibrată, cu ajutorul căreia se realizează măsurarea prin metoda citirii directe. La măsurarea mărimilor neelectrice se pot folosi ambele tipuri de scheme în punte. Schemele echilibrate se folosesc deseori în sistemele de reglare automată sau pentru dirijarea diferitelor procese.

Puntea echilibrată. Condiţia de echilibrare a punţii ($I_l=0$) se realizează atunci cînd

$$R_1R_4 = R_2R_3.$$

In cazul în care mărimea de ieşire a traductorului este rezistenţa (de exemplu, la traductoarele cu fir, sau la termorezistenţe etc.), traductorul se conectează într-un braţ al punţii.

La variaţia mărimii neelectrice de intrare se schimbă rezistenţa traductorului, ceea ce duce la dezechilibrarea punţii, astfel încît aparatul de măsură va indica o anumită mărime.

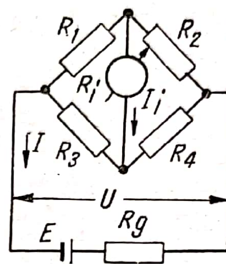


Fig. 19-18. Schema de măsurare în punte în curent continuu.

In puntea echilibrată aparatul de măsură serveşte ca indicator de nul (poziţia de echilibru). Schema se echilibrează cu ajutorul unei rezistenţe variabile. Deplasarea cursorului acestei rezistenţe poate fi gradată în unităţi pentru citirea directă a mărimii neelectrice.

Dependenţa dintre variaţia mărimii rezistenţei traductorului şi deplasarea cursorului potenţiometrului de reglare este liniară în cazul cînd traductorul şi potenţiometrul sînt conectate în serie în acelaşi braţ al punţii (de exemplu în locul rezistenţei R_1 din fig. 19-18).

Toate rezistenţele punţii pot fi exprimate în funcţie de rezistenţa unuia dintre braţe

$$R_2 = mR_1;\quad R_3 = nR_1;\quad R_4 = mnR_1;\quad R_i = qR_1,$$

unde m, n şi q sînt coeficienţi constanţi. In acest caz sensibilitatea punţii echilibrate după curent pentru regimul $U=$const (cînd rezistenţa internă a sursei de alimentare este mult mai mică decît rezistenţa de intrare a punţii, $R_{int} \ll R_m$), cu condiţia R_1 variabil, se poate determina cu relaţia:

$$S_{MU} = \frac{\Delta I_l}{\Delta R_1} = \frac{U}{R_1^2}\xi_U,$$

unde

$$\xi_U = \frac{1}{(1+m)\left[q\left(1+\frac{1}{m}\right)+n+1\right]}.$$

Sensibilitatea maximă pentru valorile n şi q constante se obţine dacă:

$$m = \sqrt{\frac{q}{1+n+q}}.$$

Sensibilitatea punţii echilibrate în curent pentru regimul $I=$const ($R_{int} \gg R_m$), cu condiţia R_1 variabil, se determină cu relaţia:

$$S_{MI} = \frac{\Delta I_l}{\Delta R_1} = \frac{I}{R_1}\xi_I,$$

unde

$$\xi_I = \frac{1}{\left(1+\frac{1}{n}\right)\left[q\left(1+\frac{1}{m}\right)+n+1\right]}.$$

Sensibilitatea maximă pentru valorile m şi q constante se obţine, dacă

$$n = \sqrt{q\left(1+\frac{1}{m}\right)+1}.$$

O condiţie suplimentară care se impune la alegerea mărimilor rezistenţelor din braţele punţii este şi condiţia

de limitare a curentului in brațe și, în deosebi, în brațul care cuprinde rezistența R_1.

Dacă se cunosc curentul maxim admisibil prin traductor $I_{1\,max}$ și mărimea rezistenței R_1, atunci pentru o tensiune de alimentare dată, coeficientul se determină din următoarea relație:

$$m=\frac{U}{R_1 I_{1\,max}}-1.$$

La calculul schemelor în punte de obicei se pleacă de la faptul că pentru traductorul electric dat R_1 și aparatul de măsurat R_i este necesar să se aleagă elementele punții în așa fel, încît să se asigure sensibilitatea necesară a întregii instalații de măsurare.

In cazul cînd în diagonalele punții se conectează voltmetre, sau amplificatoare cu rezistență de intrare mare, curentul în diagonala de măsurare se poate considera nul.

Sensibilitatea punții în tensiune se determină cu relația:

$$S_M=\frac{U}{R_1}\cdot\frac{m}{(1+m)^2};$$

în acest caz, sensibilitatea maximă se obține cînd $m=1$.

La punțile echilibrate sursa de alimentare și indicatorul își pot schimba reciproc locurile de conectare fără a influența asupra condiției de echilibru, însă sensibilitatea punții este maximă numai pentru un singur caz (cazul $R_1=R_2=R_3=R_4$).

Cînd rezistențele din brațele punții nu sînt egale, pentru obținerea sensibilității maxime este necesar ca rezistențele de valoare mai mică să se conecteze de o parte a diagonalei care conține sursa de alimentare, iar rezistențele mai mari de cealaltă parte. Conectarea întîmplătoare a indicatorului în cazul rezistențelor egale a brațelor poate micșora mult sensibilitatea punții (de 10—20 ori). Precizia de măsurare cu ajutorul punții echilibrate poate fi foarte mare (pînă la 0,01%).

Puntea neechilibrată. La puntea cu funcționare neechilibrată, dezechilibrul care apare la variația unei rezistențe dintr-un braț al punții nu este înlăturat. Curentul din diagonala de măsurare a punții, care caracterizează mărimea dezechilibrului și deci și variația mărimii neelectrice de intrare a traductorului, se măsoară cu ajutorul unui aparat (dispozitiv de măsurat) a cărui scală se gradează direct în unitățile de măsură ale mărimii neelectrice studiate.

Analiza sensibilității punții neechilibrate sub formă generală este greoaie și prezintă interes numai pentru cazurile concrete de montaj a elementelor punții.

In tabela 19-13 sînt indicate diverse scheme în punte și modul de conectare a traductorului; de asemenea, se dau formulele pentru determinarea curentului din diagonala de măsură.

In schemele din tabela 19-14 brațele punții în care se schimbă valorile rezistențelor sînt notate prin $R_0+\Delta R$ și $R_0-\Delta R$, iar cele fixe arată că variația rezistenței acestui braț este analogă cu variația rezistenței notate prin $R_0+\Delta R$, dar de semn contrar; deci într-un braț rezistența se mărește cu ΔR, iar în celălalt se micșorează cu aceeași valoare ΔR.

Precizia de măsurare cu ajutorul punții neechilibrate nu depășește 0,5%. Scala punții în condiția $\Delta R \ll R$, practic, este suficient de liniară.

Tabela 19-13

Sensibilitatea schemelor în punte, dezechilibrate, pentru diverse conectări ale traductoarelor

Tipul schemei	Curentul prin aparatul de măsurat	Sensibilitatea convențională
$R_0+\Delta R$; R_0; R_0; R_0; R_i	$I_i=I\frac{\Delta R}{4(R_i+R_0)}$	1
$R_0+\Delta R$; R_0; R_0; $R_0+\Delta R$; R_i	$I_i=I\frac{\Delta R}{2(R_i+R_0)}$	2
$R_0+\Delta R$; $R_0-\Delta R$; R_0; R_0; R_i	$I_i=I\frac{\Delta R}{2(R_i+R_0)}$	2
$R_0+\Delta R$; $R_0-\Delta R$; $R_0-\Delta R$; $R_0+\Delta R$; R_i	$I_i=I\frac{\Delta R}{R_i+R_0}$	4
$R_0-\Delta R$; R_0; $R_0+\Delta R$; R_0; R_i	$I_i=I\frac{\Delta R}{R_i+R_0}$	2

Schema în punte în curent alternativ

Schema de măsurare în punte alimentată în curent alternativ poartă numele de punte în curent alternativ.

Relațiile de bază în cazul punții în curent alternativ rămîn aceleași ca și pentru puntea în curent continuu. Singura modificare constă în înlocuirea rezistențelor active din brațele punții cu impedanțe.

Condiţia de echilibru a punţii este îndeplinită cînd:

$$\frac{Z_4}{Z_3}=\frac{Z_2}{Z_1}=A,$$

sau

$$\left.\begin{array}{c}|Z_1|\cdot|Z_4|=|Z_2|\cdot|Z_3|\\ \varphi_1+\varphi_4=\varphi_2+\varphi_3\end{array}\right\},$$

unde: Z este impedanţa unui braţ şi are modulul:

$$|Z|=\sqrt{R^2+X^2};$$

R — componenta activă a impedanţei;
X — componenta reactivă a impedanţei;
$\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ — defazările corespunzătoare dintre impedanţe.

Sensibilitatea punţii în curent alternativ se calculează cu relaţia:

$$S_M=\frac{A}{1+A^2}\cdot\frac{U}{Z_1}.$$

Semnalele obţinute la dezacord, măsurate în diagonala punţii de curent alternativ, necesită o amplificare considerabilă.

Circuite diferenţiale de măsurare

Circuitul diferenţial de măsurare este alcătuit din două circuite alăturate, în fiecare dintre acestea acţionînd cîte o forţă electromotoare. In paralel, pe ambele circuite, se conectează aparatul indicator, care măsoară diferenţa dintre cele două forţe electromotoare (în cazul conectării serie a circuitelor).

In fig. 19-19 sînt reprezentate pentru comparare schemele în punte şi diferenţială.

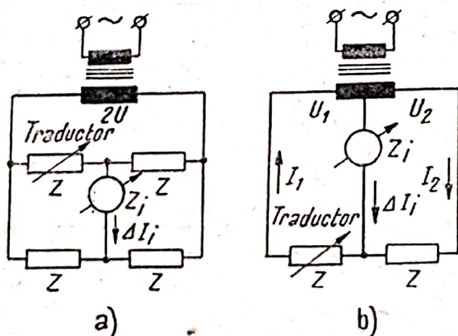


Fig. 19-19. Schema de măsurare:
a — schema în punte; *b* — schema diferenţială.

Dacă $U_1=U_2$ şi $Z_i \ll Z$, iar traductorul conectat într-unul din circuite îşi modifică valoarea impedanţei cu Z, atunci sensibilitatea schemei diferenţiale în curent se determină cu relaţia

$$S_{cI}=\frac{U}{(Z+2Z_i)\,Z};$$

iar în tensiune (cu condiţia $Z_i \gg Z$)

$$S_{cU}=\frac{U}{\left(2+\frac{Z}{Z_i}\right)Z};$$

In cazul $Z_1=Z_2=$const, tensiunea de dezechilibru se determină cu relaţia:

$$\Delta U_i=\frac{\Delta U}{2+\frac{Z}{Z_i}}.$$

Cînd $|Z_i|\gg|Z|$,

$$\Delta U_i=\frac{\Delta U}{2}.$$

Sensibilitatea circuitului de măsurare diferenţial este mai mare decît la schemele în punte.

Circuitele diferenţiale se folosesc în special în curent alternativ pentru măsurarea parametrilor circuitelor electrice (rezistenţă, capacitate, inductanţă, inductanţă mutuală, frecvenţă) şi, de asemenea, pentru măsurarea unghiurilor mecanice cu ajutorul traductorului cu fir, inductiv şi capacitiv. Folosind traductoare corespunzătoare se poate utiliza schema diferenţială şi în curent continuu.

Avantajul circuitelor diferenţiale care folosesc metoda nulului constă în faptul că rezultatul măsurătorilor este independent de mărimea curentului sau a tensiunii de alimentare a schemei.

Circuit de compensare

Principiul de funcţionare al circuitelor de compensare se bazează pe egalarea forţei electromotoare măsurate cu o forţă electromotoare cunoscută (fig. 19-20).

Compensarea tensiunii de măsurat se stabileşte cu ajutorul indicatorului de nul (IN).

In cazul metodei de compensare nu se consumă energie de la sursa cunoscută, ceea ce face ca măsurătorile să poată fi efectuate cu un grad înalt de precizie.

Echilibrarea schemei se poate realiza manual sau automat (schema de autocompensare). Condiţia de compensare a schemei din fig. 19-20 se determină cu relaţia:

$$I_i=\frac{E_x-U_0}{R_{ab}+R_x+R_i}=0,$$

de unde

$$E_x=U_0=IR_0.$$

Fig. 19-20. Schema de compensare.

Dacă $I=$const, E_x este proporţional cu R_0 şi pentru cazul cînd R_0 variază liniar, tensiunea măsurată este proporţională cu distanţa dintre cursoarele a şi b.

Sensibilitatea schemei de compensare este definită ca raportul dintre variaţia curentului în galvanometrul de nul ΔI_i şi variaţia tensiunii măsurate ΔE_x:

$$S_i=\frac{\Delta I_i}{\Delta E_x}.$$

Sensibilitatea este maximă cînd cursoarele sînt în poziţiile limită ale rezistenţei R_0 (rezistenţa maximă).

Circuitul oscilant ca circuit de măsurare

Dacă în circuitul oscilant se înlocuiesc elementele sale cu traductoare corespunzătoare (capacitive sau inductive), atunci el poate fi folosit ca circuit de măsurare (fig. 19-21), care transformă variaţia mărimii de ieşire a traductorului în variaţia amplitudinii tensiunii în circuit (datorită dezacordului).

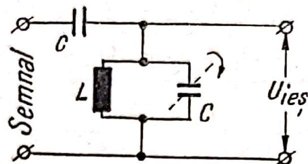


Fig. 19-21. Circuitul oscilant ca schemă de măsurare.

Sensibilitatea unui astfel de circuit de măsurare depinde de alegerea punctului iniţial de funcţionare în limitele curbei de rezonanţă a circuitului. Sensibilitatea maximă se consideră la nivelul de 0,707 din amplitudinea de rezonanţă. Sensibilitatea se măreşte cu mărirea factorului de calitate al circuitului.

Pentru măsurarea tensiunii culese de pe circuit se folosesc voltmetrele electronice cu tuburi sau detectoare de amplitudine obişnuite cu aparat indicator la ieşire.

Autogeneratorul ca circuit de măsurare

Ca scheme de măsurare pot fi folosite diferite instalaţii de autogeneratoare. In cazul acesta elementele generatorului sînt înlocuite cu traductoare corespunzătoare.

Variaţia mărimii de ieşire a traductorului va produce variaţia frecvenţei oscilaţiilor la ieşirea autogeneratorului. Astfel în generatorul de oscilaţii sinusoidale se pot înlocui parţial sau total, elementele L şi C din circuitul oscilant folosind un traductor inductiv sau capacitiv. La multivibrator sau în generatorul autoblocat, frecvenţa impulsurilor generate este determinată de mărimile R şi C, care de asemenea pot fi înlocuite prin traductoare corespunzătoare.

In tabela 19-14 sînt indicate sensibilităţile schemelor de măsurare realizate cu trei tipuri de montaje autogeneratoare: un generator de oscilaţii sinusoidale, multivibrator şi generatoare autoblocate.

Tabela 19-14

Sensibilitatea circuitelor de măsurare cu autogenerator

Tipul generatorului	Sensibilitatea
Generator de oscilaţii sinusoidale	$S_C=\frac{\Delta f}{\Delta C}=-\frac{f_0}{2C}$; $S_L=\frac{\Delta f}{\Delta L}=-\frac{f_0}{2L}$
Generator autoblocat	$S_C=\frac{\Delta f}{\Delta C}=-\frac{f_0}{C}$; $S_R=\frac{\Delta f}{\Delta R}=-\frac{f_0}{R}$
Multivibrator	$S_C=\frac{\Delta f}{\Delta C}=-\frac{f_0}{C}$; $S_R=\frac{\Delta f}{\Delta R}=-\frac{f_0}{R}$

O b s e r v a ţ i e. Cu simbolul f_0 se notează frecvenţa oscilaţiilor generate cînd variaţia mărimii traductorului este egală cu zero.

Frecvenţa oscilaţiilor la ieşirea autogeneratorului poate fi măsurată cu una din metodele cunoscute (oscilografică, metoda de comparare, de rezonanţă cu voltmetrul cu heterodină etc.).

Circuitul defazor ca circuit de măsurare

In fig. 19-22 a fost reprezentat circuitul defazor RC, alimentat în curent alternativ cu ajutorul transformatorului Tr. Prin modificarea valorii rezistenţei R sau a capacităţii C, tensiunea de ieşire $U_{ieş}$ va avea amplitudinea constantă, dar faza variabilă între 0 şi 180° în raport cu tensiunea sursei de alimentare $U_{1,2}$. Schema defazoare indicată poate fi folosită ca circuit de măsurare, dacă în locul rezistenţei R sau a condensatoarelor C se conectează traductoare corespunzătoare. Mărimea variabilă la ieşirea schemei este faza tensiunii (fig. 19-22, b).

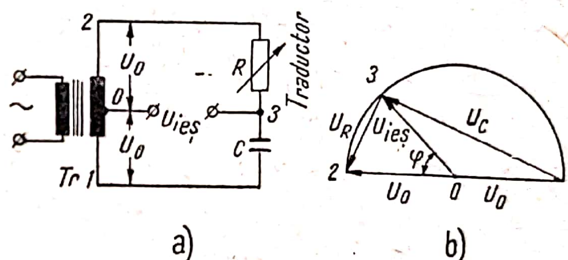


Fig. 19-22. Circuitul defazor ca schemă de măsurare.

Sensibilitatea schemei cu variaţia fazei se calculează din relaţia:

$$\sin\varphi=\frac{2X_C\cdot R}{X_C^2+R^2},$$

unde

$$X_C=\frac{1}{\omega C}.$$

Defazarea se poate măsura cu ajutorul detectorului de fază; una din schemele detectorului de fază este reprezentată în fig. 19-23. Circuitul suplimentar R_2C_2 şi jumătatea din dreapta a tubului 6H8C (din schemă) servesc pentru echilibrare. Detectorul nu necesită sursă de alimen-

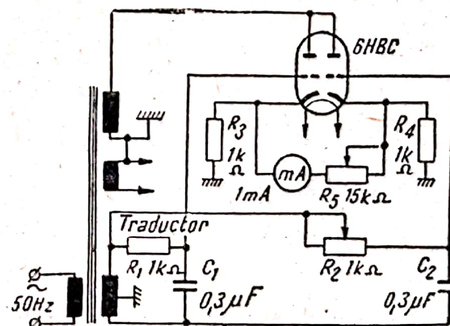


Fig. 19-23. Schema aparatului pentru măsurarea mărimilor neelectrice care foloseşte circuitul de măsurare defazor şi detectorul de fază.

tare constantă şi funcţionează de la reţeaua de curent alternativ cu frecvenţa de 50 Hz.

Tensiunea la ieşirea detectorului de fază, cînd la intrarea lui este cuplat circuitul de defazare studiat anterior, se determină cu relaţia

$$U_{ieş}=2kU_0\frac{X_cR}{X_C^2+R^2};$$

unde $k\approx0{,}25$ este coeficientul de transfer al detectorului de fază.

Sensibilitatea schemei de măsurare împreună cu detectorul de fază se calculează cu relaţia :

$$S=kU_0\frac{X_c(X_c-R)}{X_C^2+R^2}.$$

Mărirea sensibilităţii se obţine prin mărirea amplitudinii tensiunii U_0 (în limitele de funcţionare liniară a tubului) şi prin micşorarea valorii rezistenţei R (în schemă — R_1).

Schemele de măsurare cu circuite oscilante, autogeneratoare şi circuite de defazare sînt mai avantajoase decît punţile în curent alternativ, deşi au schema electrică mai complexă. Dispozitivele de măsură a mărimilor neelectrice se pot folosi cu succes în diferite sisteme de reglare automată.

19-8. AMPLIFICAREA SEMNALELOR TRADUCTORULUI

In aparatele electrice pentru măsurarea mărimilor neelectrice se folosesc amplificatoare electronice, care servesc pentru adaptarea ieşirilor traductoarelor şi ale schemelor în punte, cu aparate de măsurat sau cu instalaţiile care realizează funcţia de măsurare. In cazul acesta se amplifică în curent sau tensiune semnalele traductorului sau cele obţinute de la schemele în punte.

La ieşirea traductorului sau a schemelor de măsurare în punte se obţin semnale constante ca mărime sau lent variabile, care necesită amplificare. In acest scop se folosesc pe scară largă amplificatoarele de curent continuu. Se folosesc două tipuri de amplificatoare: primul tip amplifică direct semnalul în curent continuu, iar al doilea tip transformă semnalul cu curent continuu în curent alternativ şi apoi îl amplifică.

Amplificatoarele semnalelor de curent continuu nu conţin capacităţi de cuplaj între etaje.

In amplificatoarele care transformă în prealabil semnalul de intrare de curent continuu în semnal alternativ amplitudinea semnalului alternativ este proporţională cu mărimea semnalului de intrare. Amplificarea semnalului transformat se realizează cu amplificatoare de curent alternativ.

Particularităţile amplificatoarelor de curent continuu

Pentru amplificarea semnalului fără distorsiuni trebuie să se asigure regimurile optime de funcţionare a tuburilor (sau tranzistoarelor) şi stabilitatea parametrilor în decursul funcţionării.

Regimurile de funcţionare ale diverselor etaje se stabilesc prin folosirea surselor de alimentare separate pentru fiecare etaj, sau prin alimentarea cu divizoare de tensiune de la sursa generală.

Folosirea surselor de alimentare separate pentru fiecare etaj în parte este neeconomică şi, în plus, se măreşte mult gabaritul instalaţiei. De aceea, această metodă se utilizează, în general, numai în cercetările de laborator.

Pentru mărirea stabilităţii amplificatoarelor de curent continuu se utilizează surse de alimentare stabilizate, scheme de compensare şi reacţie negativă. Pentru alimentarea circuitelor anodice se folosesc sursele stabilizate prin stabilizatoare electronice sau elementele galvanice.

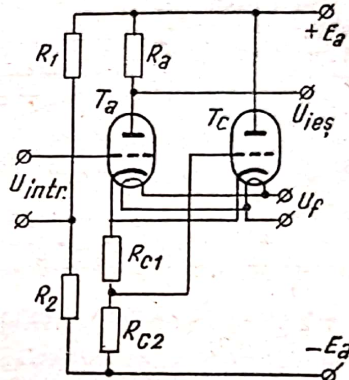


Fig. 19-24. Compensarea variaţiei surselor de alimentare.

Atenţie trebuie acordată şi stabilizării surselor de alimentare a filamentelor.

Insă numai stabilizarea surselor de alimentare nu este suficientă pentru buna funcţionare a amplificatoarelor de curent continuu, din care cauză se folosesc şi scheme speciale de amplificator.

Pentru inlăturarea influenţei instabilităţii surselor de alimentare, se folosesc scheme care au la bază principiul compensării (fig. 19-24). In circuitul catodic al tubului amplificator T_a se conectează rezistenţa $R_c=R_{c1}+R_{c2}$.

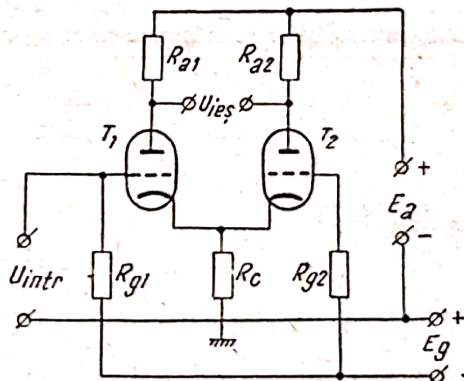


Fig. 19-25. Schema diferenţială a amplificatorului.

Dacă în timpul funcţionării amplificatorului tensiunea de alimentare a filamentului U_f creşte, se măreşte şi curentul anodic al tubului T_a. O dată cu aceasta creşte curentul de compensare al tubului T_c care, trecînd prin rezistenţele R_{c1}, R_{c2}, produce o negativare suplimentară pe grila tubului T_a; datorită acestui fapt curentul anodic al etajului amplificator se micşorează. Astfel prin alegerea

regimului de funcționare al tubului compensator și a rezistențelor R_{c1} și R_{c2} se poate micșora esențial influența instabilității tensiunilor de alimentare asupra funcționării amplificatorului.

Pentru compensarea instabilității tensiunii anodice este folosit divizorul de tensiune R_1, R_2. De pe una dintre rezistențele acestui divizor (R_2) o parte din tensiunea E_a se aplică pe grila tubului T_a. Dacă rezistențele divizorului se aleg în așa fel, încît tensiunea aplicată pe grilă să fie egală cu E_a/μ, (μ fiind coeficientul de amplificare al tubului), atunci tensiunea de ieșire a amplificatorului, practic, va fi independentă de E_a în anumite limite.

Pentru obținerea unei funcționări stabile a amplificatorului de curent continuu se utilizează foarte des schema diferențială. Cea mai răspîndită este schema diferențială cu rezistența catodică comună (fig. 19-25).

Folosirea reacției negative îmbunătățește caracteristicile amplificatorului. In cazul acesta se micșorează distorsiunile de neliniaritate, de frecvență și de fază, iar influența instabilității surselor de alimentare se manifestă mai puțin.

Amplificatoare cu transformarea curentului continuu în curent alternativ

Dintre procedeele de transformare din curent continuu în curent alternativ a semnalului de intrare, cele mai răspîndite sînt procedeele mecanice și electronice. Ca transformatoare electromecanice se folosesc releele electromagnetice polarizate sau vibratoarele.

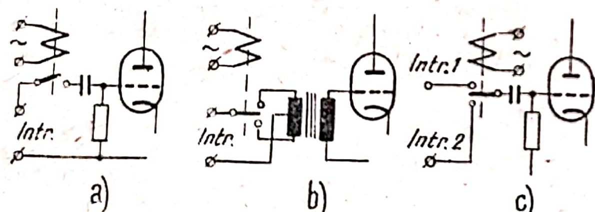


Fig. 19-26. Schemele de cuplare ale vibratorului. La intrarea 2 de obicei se aplică semnalul de reacție.

Vibratoarele sînt utilizate de obicei în instalațiile electronice de modulare, în sisteme din automatică și în aparatele de măsurat automate de curent continuu. In fig. 19-26 sînt arătate diverse scheme de transformatoare electromecanice.

Un alt tip de transformator electromecanic este cel capacitiv (fig. 19-27), care conține un condensator la care una dintre armături se deplasează sub acțiunea electromagnetului *EM*.

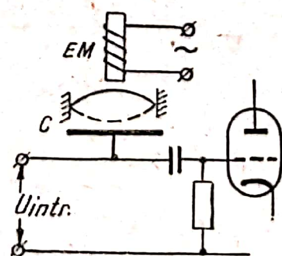


Fig. 19-27. Schema transformatorului capacitiv.

Pe armăturile condensatorului *C* apare tensiunea de frecvență alternativă a cărei amplitudine este proporțională cu tensiunea de intrare U_{intr}. Frecvența limită superioară a amplificatorului de acest tip este de aproximativ 3 kHz.

Transformatoarele electronice de curent continuu în curent alternativ sînt instalații de comutare, care folosesc tuburile electronice (sau tranzistoarele). Sensibilitatea lor este mai mică decît a vibratoarelor, dar prezintă o serie de avantaje, dintre care se enumeră posibilitatea de obținere a frecvențelor oricît de mari în funcționare și rezistență de intrare mare. Acestea au contribuit la răspîndirea pe scară largă a schemelor cu tuburi electronice.

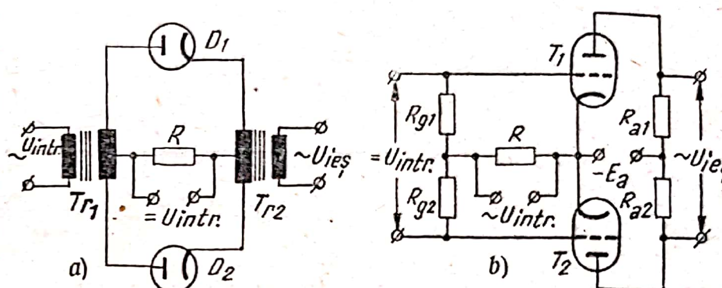


Fig. 19-28. Schemele transformatorului cu tuburi electronice: *a* — schema diferențială echilibrată cu diode; *b* — schema echilibrată cu rezistențe.

De obicei se folosesc schemele electronice diferențiale.

Amplitudinea tensiunii alternative de intrare U_{intr} trebuie să fie suficient de stabilă. Schemele de principiu pentru două tipuri de transformatoare electronice sînt reprezentate în fig. 19-28.

Schemele etajelor de ieșire ale amplificatoarelor de acest tip se aleg în funcție de caracterul instalațiilor executoare. Dacă comanda instalațiilor executoare se face în curent continuu, tensiunea variabilă se redresează. In acest caz, pentru redresare se poate folosi un detector.

Folosirea tranzistoarelor în amplificatoarele de curent continuu

In prezent se folosesc din ce în ce mai mult și amplificatoarele de curent continuu cu tranzistoare. Măsurile necesare pentru mărirea stabilității unor astfel de amplificatoare sînt analoge celor folosite în amplificatoarele cu tuburi.

Rezultate bune se obțin folosind schemele diferențiale în care colectoarele, emitoarele și bazele sînt comune.

Cele mai răspîndite sînt schemele de amplificatoare cu transformarea curentului continuu în curent alternativ (fig. 19-29).

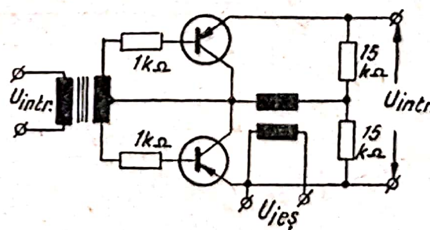


Fig. 19-29. Schema de transformare diferențială cu tranzistoare.

Folosirea tranzistoarelor în schemele de amplificatoare de curent continuu este limitată din cauza variației parametrilor tranzistoarelor cu temperatura. Prin folosirea schemelor speciale cu termocompensare și a tranzistoarelor cu siliciu se îmbunătățește considerabil stabilitatea amplificatoarelor, ceea ce permite folosirea lor în instalațiile pentru măsurarea mărimilor neelectrice.

Capitolul 20

REGLAREA AUTOMATĂ

20-1. NOȚIUNI GENERALE ȘI DEFINIȚII

Sistemele de reglare automată (SRA) sînt destinate pentru menținerea automată (fără participarea operatorului) a uneia sau a cîtorva mărimi fizice la un nivel determinat sau pentru schimbarea lor automată după o lege oarecare dată din afară.

In sistemele de reglare automată se face compararea mărimilor reglate (sau de ieșire) cu valorile date (sau de intrare). Mărimile de ieșire se transmit pentru comparare la intrare prin circuitul de reacție. Ca rezultat al acestei comparări se creează mărimi de acționare (abateri), care apoi se transformă, se amplifică și acționează asupra instalației automatizate în așa fel, încît să micșoreze mărimile de acționare (fig. 20-1). Astfel se formează circuitul închis de reglare. Circuitul închis de reglare este caracteristic sistemelor de reglare.

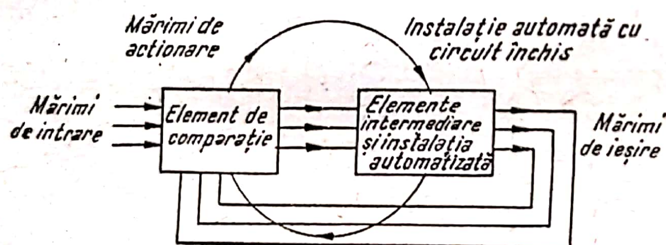


Fig. 20.1. Schema funcțională generală a sistemului de reglare automată.

Sistemele de reglare automată se împart în două grupe: 1) sistemele de stabilizare automată și 2) sistemele de urmărire.

Sistemele de stabilizare automată sînt destinate pentru menținerea constantă a uneia sau cîtorva mărimi reglate (de ieșire). In cazul abaterii mărimii reglate $\theta_{ieș}$ de la o valoare oarecare dată dinainte θ_{intr}, provocată de acțiunea perturbațiilor exterioare P asupra instalației automatizate apare mărimea de acționare $\theta=\theta_{intr}-\theta_{ieș}$ (fig. 20-2). Ea este sesizată de către elementul de comparare EC și se transformă în semnal, care acționează asupra instalației automatizate în așa fel încît mărimea reglată $\theta_{ieș}$ să se mențină la un nivel constant.

Sistemele de urmărire sînt destinate pentru reproducerea automată a mărimii de intrare (fig. 20-3). In sistemul de urmărire, mărimile de ieșire $\theta_{ieș}$ trebuie să urmărească cît mai precis variația mărimii de intrare θ_{intr}, care se poate schimba într-un mod arbitrar. Mărimile θ_{intr} și $\theta_{ieș}$ pot avea o natură fizică variată (tensiunea, frecvența oscilațiilor, unghiurile de deplasare a diferitelor obiecte etc.).

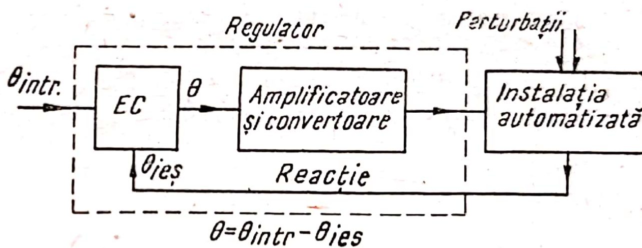


Fig. 20-2. Schema-bloc a sistemului de stabilizare automată.

Deseori sursa mărimii de intrare este de mică putere, în timp ce pentru schimbarea mărimii de ieșire este necesară o putere mare, consumată pentru deplasarea elementului de execuție cu o masă mare.

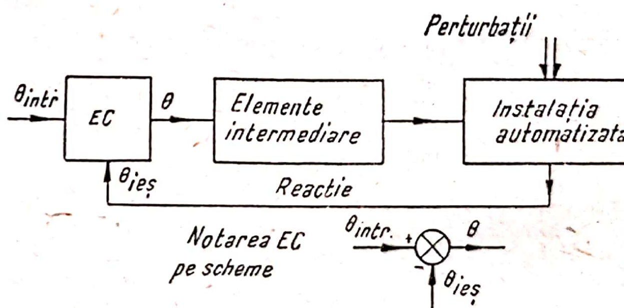


Fig. 20-3. Schema-bloc a sistemului de urmărire.

Datorită acestui fapt în sistemele de reglare automată, de regulă, există amplificatoare de putere.

Compararea mărimilor θ_{intr} și $\theta_{ieș}$ are loc în elementul de comparație EC, unde $\theta_{ieș}$ intră prin circuitul de reacție. In elementul de măsurare se realizează operația de scădere, în urma căreia apare mărimea de acționare $\theta_{intr}-\theta_{ieș}$ (fig. 20-3). Aceasta, prin elementele intermediare, acționează asupra instalației automatizate și produce variația mărimii de reglat $\theta_{ieș}$, în urma cărui fapt mărimea de

acţionare θ se micşorează, iar $\theta_{ieş}$ se apropie ca valoare de θ_{intr}. Mărimea de acţionare θ poate apare nu numai la schimbarea lui θ_{intr}, ci şi în urma perturbaţiilor exterioare P care acţionează asupra instalaţiei automatizate. Sistemul de urmărire funcţionează în cazul acesta ca sistem de stabilizare automată şi compensează acţiunea exterioară, menţinîndu-l pe $\theta_{ieş}$ apropiat de θ_{intr}.

Exemplul 1. Sistemul de stabilizare electronică a tensiunii sursei de alimentare serveşte pentru menţinerea tensiunii de ieşire la un nivel constant independent de mărimea sarcinii cuplate la această sursă, de schimbarea tensiunii reţelei etc. La variaţia sarcinii, creşte curentul prin rezistenţă şi, ca urmare, se micşorează negativarea pe grila tubului de reglare.

Astfel, se compensează tendinţa de micşorare a tensiunii de ieşire, care se menţine la un nivel constant. Acest sistem este avantajos de studiat ca sistem de stabilizare automată.

Exemplul 2. Sistemul de reglare automată a frecvenţei (RAF) heterodinei radioreceptorului serveşte pentru menţinerea automată a frecvenţei intermediare la o valoare constantă (v. p. 492). Dacă frecvenţa semnalului nu se schimbă (de exemplu, la recepţia staţiilor de radioemisie), atunci sistemul RAF acţionează ca sistem de stabilizare a frecvenţei heterodinei şi micşorează influenţa diferiţilor factori perturbatori. Dacă frecvenţa semnalului este instabilă (de exemplu, la funcţionarea generatoarelor cu magnetroane), atunci sistemul acţionează ca sistem de urmărire. În acest caz, frecvenţa heterodinei variază corespunzător cu variaţia frecvenţei semnalului, în aşa fel încît frecvenţa intermediară (egală cu diferenţa acestora) să rămînă constantă şi apropiată de frecvenţa de trecere a discriminatorului (v. p. 493).

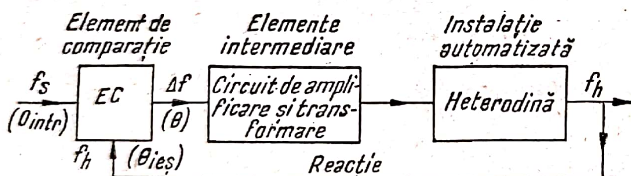


Fig. 20-4. Schema bloc a sistemului de reglare automată a frecvenţei (RAF).

Prin urmare, frecvenţa heterodinei urmăreşte frecvenţa semnalului. Mărimea de intrare θ_{intr} în cazul acesta este frecvenţa semnalului f_s, mărimea de ieşire $\theta_{ieş}$ este frecvenţa heterodinei f_h (fig. 20-4). Mărimea de acţionare în sistem este abaterea Δf a frecvenţei intermediare f_i de la frecvenţa de trecere a discriminatorului :

$$\Delta f = f_i - f_0 = (f_s - f_h) - f_0 .$$

Exemplul 3. Sistemul determinării automate a direcţiei de recepţie a undelor radio (radiogoniometru). Cel mai simplu radiogoniometru automat are un sistem de antene rotativ, format din două antene directive (fig. 20-5). Mărimile diagramelor de directivitate sînt decalate cu un unghi constant β_0, apropiat ca valoare de deschiderea lobului de directivitate. Cu ajutorul comutatorului P la radioreceptor se cuplează pe rînd antenele I şi II.

Semnalele de la antene se amplifică şi se transformă de către detectorul de fază DF în tensiune de comandă, care se aplică la amplificator şi la motorul de execuţie, care roteşte întreg sistemul. Dacă sursa undelor radio se află pe direcţia axei OO de intersecţie a diagramelor de directivitate, mărimea semnalului în cazul oricărei poziţii a comutatorului rămîne constantă. La devierea în sus a sursei de la direcţia OO, semnalul recepţionat de antena I va depăşi semnalul recepţionat de antena II : apare o modulaţie de

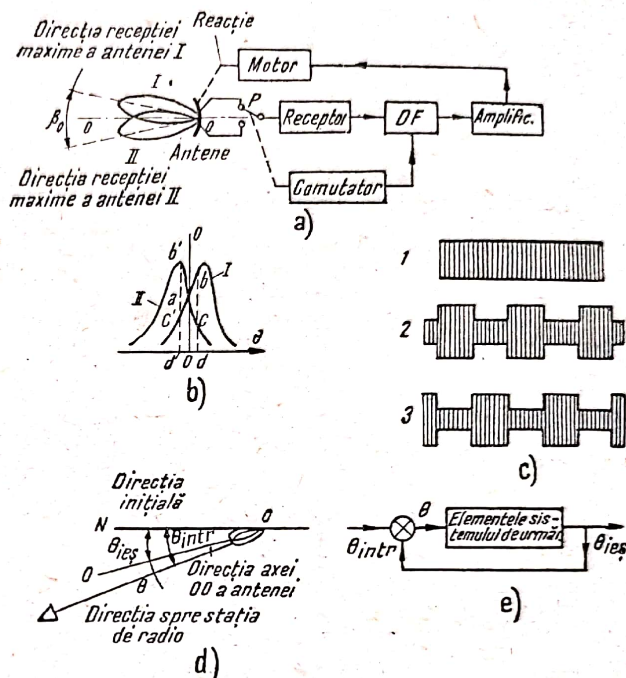


Fig. 20-5. Cel mai simplu radiogoniometru automat : *a* — schema funcţională ; *b* — dispunerea diagramelor de directivitate a antenelor *I* şi *II* (la devierea staţiei radio în sus, semnalul recepţionat de antena *I* este determinat de segmentul $\overline{db}$, iar acel recepţionat de antena *II* — de segmentul $\overline{dc}$; la devierea în jos, semnalele antenelor *I* şi *II* se determină corespunzător cu segmentele $\overline{d'c'}$ şi $\overline{d'b'}$) ; *c* — forma semnalului la intrarea receptorului (*1* — dacă staţia radio este pe axa *OO* ; *2* — dacă staia radio este mai sus de axa *OO* ; *3* — dacă staţia radio este mai jos de axa *OO*) ; *d* — dispunerea axelor la determinarea unghiurilor de către goniometrul automat ; *e* — reprezentarea radiogoniometrului automat sub formă de sistem urmăritor.

amplitudine. Semnalul de ieşire al receptorului are o formă de undă dreptunghiulară, iar la ieşirea detectorului de fază apare o tensiune de un singur semn (de exemplu pozitivă). Dacă sursa undelor radio s-a deplasat în jos faţă de axa OO, atunci faza undei dreptunghiulare (în raport cu faza comutaţiei) se va inversa, ceea ce va duce la schimbarea polarităţii tensiunii de ieşire a detectorului de fază. În primul caz motorul roteşte sistemul de antene într-un sens, în al doilea caz motorul îl roteşte în sens opus. Sensul rotirii este ales în aşa fel încît să fie micşorat gradul de modulaţie.

Motorul se va opri cînd axa OO va fi îndreptată pe direcţia sursei undelor radio. Astfel sistemul de antenă se îndreaptă automat către sursa undelor radio, adică urmăreşte direcţia sosirii lor. Mărimea de intrare este unghiul θ_{intr} dintre direcţia iniţială ON (de exemplu, spre Nord) şi direcţia sursei undelor radio (staţia radio), iar mărimea de ieşire este unghiul de rotire a sistemului antenă $\theta_{ieş}$. Mărimea de acţionare este diferenţa dintre aceste unghiuri ($\theta = \theta_{intr} - \theta_{ieş}$). Sistemul automat cercetat este un sistem de urmărire. În afară de grupele de bază cercetate, se

folosesc uneori și sistemele de reglare cu program. Acestea acționează ca sisteme urmăritoare, cu deosebire că mărimea de intrare variază în timp, conform unei legi dinainte cunoscute (după program).

Nu există deosebire între principiul de funcționare a sistemelor de stabilizare automată și a sistemelor de urmărire. Raportarea sistemului automat la prima sau la a doua grupă se face corespunzător cu condițiile de lucru. În sistemul de urmărire, importanța în regimul de lucru o are variația semnalului de intrare; în sistemul de stabilizare automată importanța în regimul de lucru o are reacția față de perturbațiile exterioare în cazul unui nivel constant al mărimii reglate.

Datorită reacției în sistemele de reglare automată, acțiunea de comandă automată se schimbă ca rezultat al acțiunii sistemului. Există sisteme automate fără reacție, în care acțiunea de comandă nu depinde de rezultatul acțiunii sistemului (astfel de sisteme nu sînt sisteme de reglare).

Exemplul 1. *Operațiunea de tipărit prin radio.* La apăsarea clapei în instalația de emisie se tipărește automat litera în instalația de recepție. Nu există însă nici un fel de reacție de la punctul de recepție la cel de emisie și oricare eroare introdusă nu se corectează automat de către sistem.

Exemplul 2. *Sistemul de reglare automată a amplificării „înainte".* Este variat coeficientul de amplificare al etajelor, care urmează după detectorul RAA. Orice variații ale coeficienților de amplificare ai etajelor reglate (în urma micșorării pantei) nu se corectează de către sistem, întrucît circuitul de reacție lipsește și la intrare nu există informații cu privire la mărimea semnalului de ieșire.

Teoria reglării automate examinează problemele principiilor de proiectare și studiere a sistemelor de reglare automată. Ea rezolvă următoarele probleme de bază.

1. **Problema analizei** constă în studierea comportării sistemului în cazul în care parametrii lui sînt dați. Analiza cuprinde: a) studierea stabilității sistemelor; b) studierea regimurilor statice; c) studierea regimurilor dinamice tranzitorii la acțiunea diferitelor semnale de intrare.

2. **Problema sintezei** constă în proiectarea sistemului de reglare automată (alegerea structurii și parametrilor lui) conform cerințelor impuse (acțiune rapidă, precizie de funcționare etc.).

Ambele probleme sînt legate reciproc: analiza sistemelor de reglare se face în scopul determinării și îmbunătățirii caracteristicilor dinamice de bază ale sistemului; sinteza se face pe baza unei analize preliminare, ținînd seama de posibilitățile sistemului real, găsit prin studierea prealabilă a sistemelor tipice de diferite clase.

În cele ce urmează sînt indicate datele de bază cu privire la analiza sistemelor de reglare automată; analiza se separă în cîteva etape și se face de obicei în ordinea următoare.

1. Se întocmește o schemă-bloc a sistemului de reglare automată sub formă de îmbinare a diferitelor elemente, care execută transformări funcționale determinate.

Pe baza schemei-bloc se separă elementele dinamice tipice, care au funcții de transfer determinate.

Sistemul automat este reprezentat astfel sub forma unui circuit închis general de elemente dinamice.

Schema construită astfel se numește *schemă structurală* a sistemului automat.

Schema structurală se reduce, prin folosirea teoremelor cu privire la transformarea elementelor, într-un sistem de urmărire de un tip simplu și se găsește funcția de transfer a acestuia.

2. Se efectuează analiza funcției de transfer obținută: se studiază condițiile de stabilitate ale sistemului și, de asemenea, calitatea procesului de reglare în cazul a diferitelor acțiuni asupra sistemului.

În teoria sistemelor liniare de reglare automată sînt elaborate metode efective de studiere a acestor probleme.

20-2. ELEMENTE DINAMICE

În diferite sisteme de reglare automată se pot deosebi elemente dinamice tipice, elemente simple, care posedă proprietăți dinamice determinate (fig. 20-6).

Cunoașterea proprietăților acestor elemente permite să se efectueze analiza sistemului în întregime, fără realizarea fizică concretă a elementelor. Mărimile de intrare și de ieșire în elementul dinamic pot avea o natură fizică diferită.

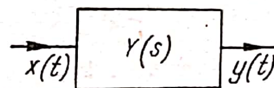


Fig. 20-6. Notarea elementului dinamic:
$x(t)$ — mărime de intrare; $y(t)$ — mărime de ieșire; $Y(s)$ — funcție de transfer.

Elementele dinamice ale sistemului de reglare trebuie să aibă proprietăți unidirecționale și de independență.

U n i d i r e c ț i o n a l i t a t e a constă în faptul că la îmbinarea elementelor orice acțiune se transmite numai într-o singură direcție (de la intrare la ieșire).

I n d e p e n d e n ț a constă în faptul că legarea fiecărui element ce urmează nu trebuie să influențeze asupra proceselor din cel precedent și, deci, nu trebuie să schimbe semnalul de ieșire al elementului.

Pentru procesele electrice această proprietate arată că rezistența de intrare a elementului trebuie să fie cu mult mai mare decît rezistența lui de ieșire.

Elementele se clasifică după proprietățile dinamice. Elementele mai răspîndite sînt: elementul de amplificare (proporțional), de întîrziere, de ordinul 2 (oscilant sau aperiodic), de integrare, de diferențiere și de atenuare (de anticipare).

1. CARACTERISTICILE ELEMENTELOR DINAMICE LINIARE

Se numesc elemente dinamice l i n i a r e cele la care se aplică principiul suprapunerii: semnalul de ieșire în cazul aplicării la intrarea elementului a unui semnal complex este egal cu suma semnalelor de ieșire obținute ca rezultat al acțiunii fiecărei componente a semnalului de intrare.

În continuare se studiază numai elementele dinamice liniare.

Elementele se caracterizează prin următoarele caracteristici.

Caracteristicile de frecvență

Răspunsul la frecvență

Răspunsul la frecvență $Y(j\omega)$ este raportul amplitudinilor complexe ale mărimilor de ieșire și de intrare. Răspunsul la frecvență depinde de frecvență.

El determină variația amplitudinii și a fazei oscilațiilor la trecerea oscilațiilor armonice de diferite frecvențe prin elementul dinamic.

$Y(j\omega)$ se poate scrie sub următoarele forme:

$$Y(j\omega)=K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}. \quad (20\text{-}1)$$

$$Y(j\omega)=u(\omega)+jv(\omega). \quad (20\text{-}2)$$

$K(\omega)$ — **caracteristica atenuare-frecvență** — este relația dintre raportul amplitudinilor mărimilor de ieșire și de intrare și frecvența oscilațiilor semnalului sinusoidal aplicat la intrare (fig. 20-7, *a*).

$\varphi(\omega)$ — **caracteristica fază-frecvență** — indică variația defazării mărimii sinusoidale de ieșire în raport cu mărimea de intrare în funcție de frecvență (fig. 20-7, *b*). $\varphi(\omega)>0$ — avans de fază; $\varphi(\omega)<0$ — întîrziere de fază.

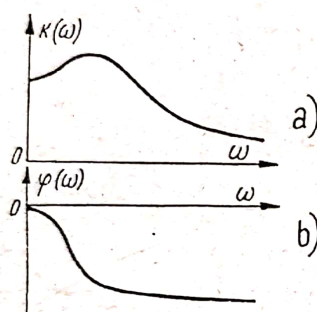


Fig. 20-7. Caracteristicile atenuare-frecvență $K(\omega)$ și fază frecvență $\varphi(\omega)$ ale elementului dinamic.

Caracteristica de atenuare-fază, conform relației (20-2), reprezintă locul geometric al capetelor vectorilor $Y(j\omega)$ în planul complex *u*, *jv*, (hodograful vectorului $Y(j\omega)$, fig. 20-8.

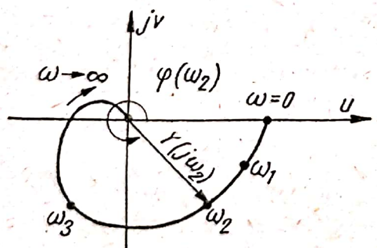


Fig. 20-8. Caracteristica $Y(j\omega_2)$ atenuare-fază. Pe caracteristică sînt notate frecvențele $\omega_1<\omega_2<\omega_3$; pentru frecvența ω_2 este trasat vectorul $Y(j\omega_2)$ și corespunzător modulul $[Y(j\omega_2)]=K(\omega_2)$ și faza $\varphi(\omega_2)$.

Mărimea vectorilor $|Y(j\omega)|=K(\omega)$; unghiul $\varphi(\omega)$ caracterizează defazarea (ca direcție pozitivă a unghiului se ia direcția opusă mișcării acelor de ceasornic).

$u(\omega)$ este caracteristica de frecvență reală;

$v(\omega)$ — caracteristica de frecvență imaginară.

Se pot scrie următoarele relații de bază:

$$\left.\begin{aligned} &K(\omega)=\sqrt{u^2(\omega)+v^2(\omega)}\,;\quad \varphi(\omega)=\operatorname{arc\,tg}\frac{v(\omega)}{u(\omega)}\\ &u(\omega)=K(\omega)\cos\varphi(\omega);\quad v(\omega)=K(\omega)\sin\varphi(\omega)\end{aligned}\right\} \quad (20\text{-}3)$$

Caracteristicile logaritmice de frecvență

Caracteristica logaritmică de atenuare (CLA) este caracteristica amplitudine-frecvență, construită la scară logaritmică.

Pe axa absciselor se ia logaritmul frecvenței (sau frecvența pe scară logaritmică); pe axa ordonatelor se ia raportul amplitudinilor $K(\omega)$ în decibeli, adică mărimea

$$L(\omega)=20\lg K(\omega)=20\lg|Y(j\omega)|.$$

Caracteristica logaritmică de fază (CLF) este caracteristica fază-frecvență în care frecvențele se iau la scară logaritmică (pe axa de coordonate logaritmică).

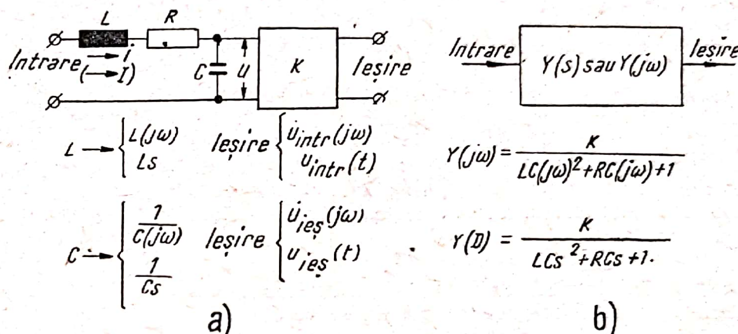


Fig. 20-9. Circuitul oscilant cu amplificatorul *K*, ca element dinamic: *a* — schema (sînt indicate impendanțele simbolice); *b* — reprezentarea circuitului ca element dinamic (sînt indicate funcția de transfer și răspunsul la frecvență).

Pentru obținerea răspunsului la frecvență $Y(j\omega)$ a unui circuit electric se scriu ecuațiile lui Kirchhoff (considerînd reactanța bobinei de inductanță egală cu $X_L=j\omega L$ și a condensatorului egală cu $X_C=\dfrac{1}{j\omega C}$) și se determină raportul dintre amplitudinea semnalului de ieșire și amplitudinea semnalului de intrare.

Exemplu. Circuitul serie *LCR* (fig. 20-9). Amplificatorul cu coeficientul *K* (cu rezistența de intrare mare și rezistența de ieșire mică) asigură realizarea condițiilor de independență și unidirecționalitate.

Semnalele de intrare și ieșire sînt sinusoidale cu amplitudinile $\dot{U}_{intr}(j\omega)$ și $\dot{U}_{ieș}(j\omega)$.

Folosind legea lui Ohm, se poate scrie:

$$\dot{U}_{ieș}=\dot{I}\cdot X_C\cdot K.$$

Curentul $\dot{I}=\dot{U}_{intr}/Z$, iar $Z=X_C+X_L+R$;

$$X_C=\frac{1}{j\omega C};\quad X_L=j\omega L.$$

Prin urmare:

$$\dot{U}_{ieș}=\dot{U}_{intr}\frac{\dfrac{1}{j\omega C}K}{R+j\omega L+\dfrac{1}{j\omega C}}=\dot{U}_{intr}\frac{K}{(j\omega)^2LC+j\omega RC+1};$$

$$Y(j\omega)=\frac{\dot{U}_{ieș}(j\omega)}{\dot{U}_{intr}(j\omega)}=\frac{K}{(j\omega)^2LC+j\omega RC+1}.$$

Această expresie poate fi ușor adusă mai întîi la forma (20-2), prin eliminarea părții imaginare de la numitor, iar apoi și la forma (20-1), cu ajutorul relațiilor de bază (20-3) (v. p. 461).

Funcția de transfer

Funcția de transfer $Y(s)$ este raportul dintre mărimea de ieșire și cea de intrare, notat sub formă simbolică cu ajutorul simbolului de diferențiere s. *

Pentru obținerea lui $Y(s)$ în ecuația dfierențială a elementului, derivata $\frac{d}{dt}$ se înlocuiește cu simbolul s și se calculează raportul dintre mărimea de ieșire și cea de intrare.

În modul acesta simbolul s urmează să fie folosit ca mărime algebrică.

Funcția de transfer a c i r c u i t u l u i e l e c t r i c poate fi obținută fără întocmirea ecuației diferențiale. Pentru aceasta este suficient ca folosind ecuația lui Kirchhoff să se găsească raportul dintre tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare, cu condiția ca reactanțele porțiunilor circuitului care conțin inductanță și capacitate se fie înlocuite prin reactanțele simbolice sL și $\frac{1}{sC}$.

Exemplu. În circuitul serie LCR (continuarea exemplului anterior) se consideră reactanțele simbolice ale bobinei și condensatorului egale cu Ls și $\frac{1}{Cs}$; folosind legea lui Ohm (fig. 20-9) se obține:

$$iR+Lsi+\frac{1}{Cs}i=u_{intr}.$$

Deoarece:

$$u=i/Cs, \text{ rezultă } i=Csu.$$

Prin urmare

$$RCsu+LCs^2u+u=u_{intr}.$$

Ținînd seama că $u_{ieș}=Ku$, se obține

$$(LCs^2+RCs+1)\,u_{ieș}=Ku_{intr}. \qquad (20\text{-}4)$$

Rezultă:

$$Y(s)=\frac{u_{ieș}(t)}{u_{intr}(t)}=\frac{K}{LCs^2+RCs+1}. \qquad (20\text{-}5)$$

Dacă se înlocuiește s cu $j\omega$, se obține răspunsul la frecvență $Y(j\omega)$

$$Y(j\omega)=[Y(s)]_{s=j\omega}=\frac{K}{LC(j\omega)^2+RC(j\omega)+1}. \qquad (20\text{-}6)$$

În cazul dat este justă de asemenea situația inversă: prin înlocuirea în (20-6) a lui $j\omega$ cu s se obține funcția de transfer (20-5). Din expresia funcției de transfer se obține ușor ecuația diferențială. Făcînd produsul mezilor și al extremilor în formula (20-5) se ajunge la expresia ecuației diferențiale (20-4) sub formă simbolică, unde s este simbolul diferențierii $s=\frac{d}{dt}$.

* Cu s de fapt se notează variabila operațională introdusă prin transformata Laplace. Întrucît la condiții inițiale nule acest simbol corespunde celui de diferențiere, în text s-a adoptat notația $\frac{d}{dt}=s$ deși obișnuit acest raport se notează cu p (NT).

Caracteristica procesului tranzitoriu

Se numește caracteristică a procesului tranzitoriu variația în timp a mărimii de ieșire a elementului dinamic cînd la intrarea lui la momentul $t=0$ se aplică semnalul treaptă cu amplitudinea egală cu unitatea.

Caracteristica procesului tranzitoriu H/t reprezintă răspunsul sistemului la aplicarea semnalului treaptă. Practic, H/t pentru sistemele complexe se găsește fără rezolvarea ecuației diferențiale, prin metode simple, bazate pe relațiile dintre caracteristicile proceselor tranzitorii și cele de frecvență (v. p. 484).

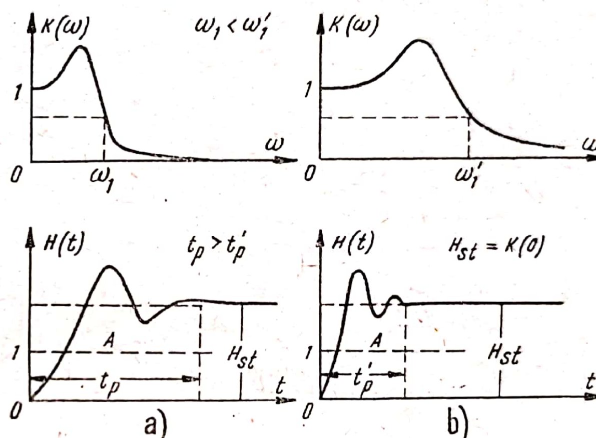


Fig. 20-10. Cu cît este mai largă caracteristica de frecvență, cu atît procesul tranzitoriu este de durată mai scurtă. Caracteristica de amplitudine $K(\omega)$ pentru cazul > (b) este mai largă decît pentru cazul > (a), întrucît în cazul unui nivel determinat $K(\omega)$ $\omega_1<\omega_1'$; corespunzător, timpul de stabilire t_p a valorii finale a caracteristicii $H(t)$ [adică durata procesului tranzitoriu] în cazul > (b) este mai mic decît în cazul > (a) ; A – semnalul de intrare (semnal treaptă unitară).

Una dintre aceste relații arată că cu cît este mai largă caracteristica de frecvență (mai mare banda de trecere), cu atît mai repede se sting procesele tranzitorii, adică cu atît mai repede se stabilește mărimea finală $H(t)$ (fig. 20-10).

2. ELEMENTE DINAMICE DE BAZĂ ȘI PROPRIETĂȚILE LOR

În cele ce urmează sînt prezentate elemente dinamice liniare de bază și se studiază caracteristicile lor.

Elementul amplificator (sau proporțional)

Acest element se caracterizează printr-un coeficient de transfer constant (de obicei are dimensiune) $K=\frac{y}{x}$. În această categorie sînt cuprinse nu numai amplificatoarele, ci și acele elemente în care o mărime fizică se transformă în altă mărime în raport constant. În condiții reale, mărimea K este constantă numai pe o porțiune limitată a—b de variație a mărimii de intrare, unde dependența lui y de x este liniară (fig. 20-11).

În cazul în care punctul de funcționare d se află pe porțiunea curbilinie, funcția reală se înlocuiește pentru

devierile mici de la punctul d printr-un segment de dreaptă, tangent la curbă în punctul d. Coeficientul de transfer în cazul acesta va fi egal cu $K_d = \text{tg}\,\alpha$. O astfel de înlocuire se numește liniarizarea caracteristicii elementului real.

Exemplul 1. Comanda frecvenței în sistemul de reglare automată a frecvenței (RAF). Dependența dintre frecvența heterodinei și tensiunea de comandă

$$\Delta f_r = K_y \Delta u_y .$$

Caracteristica de transfer (coeficientul de transfer)

$$Y = \frac{y}{x} = \frac{\Delta f_r}{\Delta u_y} = K_y$$

pe porțiunea ab este mărime constantă, cu dimensiunea Hz/V.

Fig. 20-11. Caracteristica elementului amplificator (proporțional). Pe porțiunea $\overline{ab}$ raportul $K = \frac{y}{x}$ (coeficientul de transfer al elementului) este constant.

Exemplul 2. Discriminatorul de frecvență în sistemul de reglare automată a frecvenței (dacă nu luăm în considerație inerția elementelor RC de ieșire) se caracterizează prin relația $u_D = K_D \Delta f$,

unde: u_D este tensiunea de ieșire;
Δf — abaterea frecvenței f față de frecvența de trecere a discriminatorului (v. p. 492). Funcția de transfer (coeficientul de transfer) $Y = \frac{y}{x} = \frac{u_D}{\Delta f} = K_D$ pe porțiunea ab este o mărime constantă cu dimensiunea V/Hz.

Elementul de întîrziere (aperiodic)

Elementul de întîrziere se caracterizează prin funcția de transfer

$$Y(s) = \frac{y(t)}{x(t)} = \frac{K}{Ts+1},$$

unde: T este constanta de timp (măsurată în secunde) care caracterizează inerția elementului;
K — coeficientul de transfer al elementului (cu o dimensiune oarecare).

În regim staționar în cazul semnalului de intrare constant $x = X_0$ derivata mărimii de ieșire este egală cu zero; prin urmare dacă se presupune că $s=0$, se obține:

$$\left(\frac{y}{x}\right)_0 = Y(0) = K,$$

sau $y_0 = KX_0$ (indicele zero indică regimul staționar).

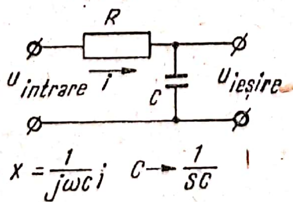


Fig. 20-12. Filtrul RC trece jos ca element de întîrziere.

Exemplul 1. Filtrul RC trece-jos (fig. 20-12).

În cazul semnalului de intrare sinusoidal $\dot{U}_{intr}(j\omega)$:

$$\dot{I}(R+X_C) = \dot{I}\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right) = \dot{U}_{intr}.$$

Însă

$$\dot{U}_{ieș} = \dot{I}X_C = \dot{I}\left[\frac{1}{j\omega C}\right].$$

Rezultă:

$$\dot{U}_{intr} = \dot{U}_{ieș}\, j\omega C\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right) = \dot{U}_{ieș}(RCj\omega + 1)$$

$$Y(j\omega) = \frac{\dot{U}_{ieș}(j\omega)}{\dot{U}_{intr}(j\omega)} = \frac{1}{Tj\omega + 1},$$

unde $T = RC$.

Înlocuind $j\omega$ cu s se obține funcția de transfer

$$Y(s) = \frac{1}{Ts+1}.$$

Același rezultat se obține dacă se aplică legea lui Ohm circuitului în care reactanța simbolică a capacității este egală cu $\frac{1}{Cs}$:

$$u_{intr} = i\left(R + \frac{1}{Cs}\right) \quad \text{însă} \quad u_{ieș} = \frac{i}{Cs}, \quad \text{deci} \quad i = Csu_{ieș}.$$

Prin urmare, $u_{intr} = (CRs+1)u_{ieș}$ și

$$Y(s) = \frac{u_{ieș}(t)}{u_{intr}(t)} = \frac{1}{Ts+1}.$$

Exemplul 2. Amplificator RC la care se ține seama de capacitatea de ieșire a tubului și capacitatea etajului următor C_p (fig. 20-13).

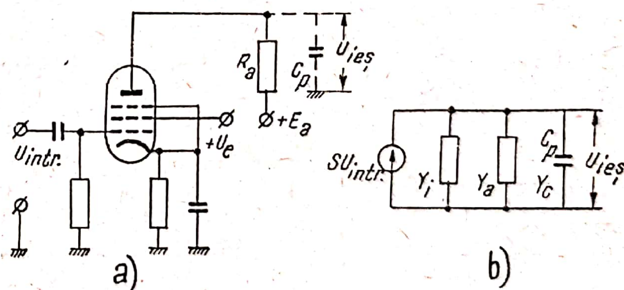


Fig. 20-13. Etajul de amplificare în care se ține seama de capacitate C_p și schema lui echivalentă. Se reprezintă ca un element de întîrziere:

$Y_i = \frac{1}{R_i}$ este conductanța internă a tubului;
$Y_C = j\omega C_p$ — conductanța capacitivă totală;
$Y_a = \frac{1}{R_a}$ — conductanța sarcinii anodice.

Folosind schema echivalentă (fig. 20-13, b), se pot scrie următoarele relații:

$$\dot{U}_{ieș}(j\omega) = S\dot{U}_{intr}(j\omega)\frac{1}{Y},$$

unde

$$Y = Y_i + Y_a + Y_C = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + j\omega C_p.$$

$$\dot{U}_{ieş}(j\omega) = \dot{U}_{intr}(j\omega)\frac{SR_aR_i}{R_a+R_i+j\omega C_pR_aR_i} =$$

$$= \dot{U}_{intr}(j\omega)\frac{SR_aR_i}{R_a+R_i}\cdot\frac{1}{1+j\omega\dfrac{C_pR_aR_i}{R_a+R_i}}.$$

Dacă se notează cu :

$$K=\frac{SR_aR_i}{R_a+R_i}\approx SR_a\,;\quad T=C_p\frac{R_aR_i}{R_a+R_i}\approx C_pR_a$$

şi se inlocuieşte $j\omega$ cu s, se obţine :

$$Y(s)=\frac{u_{ieş}(t)}{u_{intr}(t)}=\frac{K}{Ts+1}.$$

Caracteristici (fig. 20-14)

Răspunsul la frecvenţă

$$Y(j\omega)=\frac{K}{j\omega T+1}=K(\omega)\,e^{j\varphi(\omega)}$$

se obţine prin înlocuirea lui s cu $j\omega$ în funcţia de transfer.

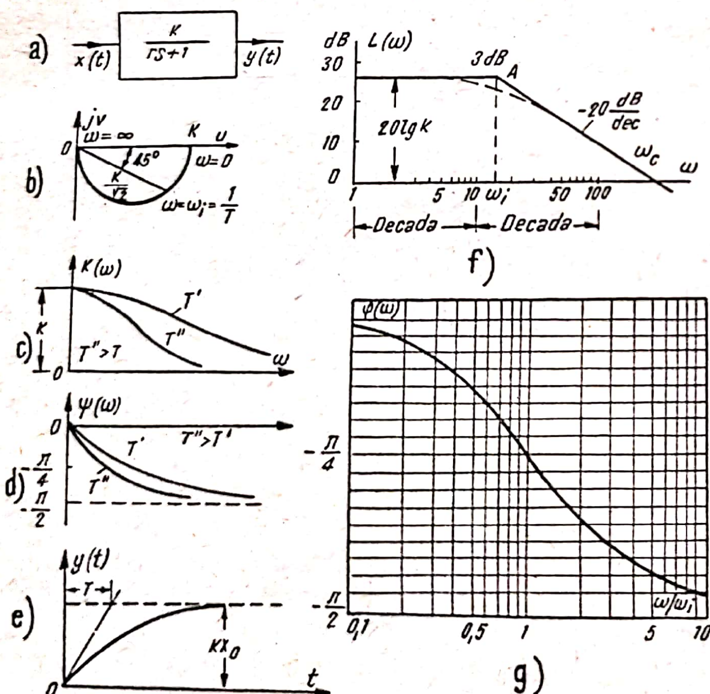


Fig. 20-14. Caracteristicile elementului de întîrziere :
a – reprezentarea elementului în schemă ; *b* – caracteristica atenuare-fază ; *c* – caracteristica atenuare-frecvenţă pentru două elemente cu constante de timp diferite T'' şi T' ; *d* – caracteristica fază-frecvenţă pentru elementele cu constantele de timp T' şi T'' ; *g* – caracteristica logaritmică de fază $\varphi_l\left(\frac{\omega}{\omega_l}\right)$, construită la scara ω/ω_l, unde $\omega_l=\frac{1}{T}$ este pulsaţia de frîngere (la frecvenţa de frîngere $\omega=\omega_l$; $\varphi_l\ (\omega_l=45°)$; *e* – caracteristica tranzitorie $\left[\text{aici } y(t)=KX_0\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right)\right]$; *f* – caracteristica logaritmică atenuare-frecvenţă pentru $K=20$ şi $T=0{,}06$ s ; $\omega_l=\frac{1}{T}$.

Caracteristica atenuare-fază

$$Y(j\omega)=u(\omega)+jv(\omega),$$

unde

$$u(\omega)=\frac{K}{1+\omega^2T^2}\,;\quad v(\omega)=-\frac{K\omega T}{1+\omega^2T^2}$$

se reprezintă prin semicircumferinţa plasată în cadranul patru, care intersectează axa u pentru $\omega=0$ în punctul de abscisă K şi care tinde către zero cînd $\omega\to\infty$.

Caracteristica atenuare-frecvenţă

$$K(\omega)=\frac{K}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}=\sqrt{u^2+v^2}.$$

Cînd $\omega=0$, $K(\omega)$ are valoarea maximă egală cu K şi scade, tinzînd la zero, o dată cu mărirea lui ω. Cu cît este mai mare T, cu atît mai repede scade $K(\omega)$, cu creşterea frecvenţei.

Caracteristica fază-frecvenţă

$$\varphi(\omega)=\operatorname{arc\,tg}\frac{v(\omega)}{u(\omega)}=-\operatorname{arc\,tg}\omega T.$$

Cînd $\omega=0$, defazarea este egală cu 0. Cu mărirea frecvenţei defazarea oscilaţiilor de ieşire creşte cu atît mai mult, cu cît este mai mare T, tinzînd la $-\frac{\pi}{2}$, cînd $\omega\to\infty$.

La frecvenţa $\omega_l=\frac{1}{T}$ defazarea este $-\frac{\pi}{4}$.

Caractersitica logaritmică atenuare-frecvenţă (CLA)

$$L(\omega)=20\lg|Y(j\omega)|=20\lg K(\omega)=$$

$$=20\lg\frac{K}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}=20\lg K-20\lg\sqrt{1+\omega^2T^2}.$$

Pentru ω se foloseşte scara logaritmică. Practic este mult mai avantajoasă folosirea caracteristicilor logaritmice de atenuare. Pentru frecvenţe foarte joase $\omega\ll\omega_l=\frac{1}{T}$ în expresia de sub radical mărimea ωT se poate neglija în comparaţie cu 1 şi rezultă :

$$L(\omega)\approx 20\lg K-20\lg 1=20\lg K.$$

Pentru frecvenţe joase caracteristica logaritmică de atenuare este o dreaptă orizontală la nivelul $20\lg K$. Pentru frecvenţe înalte $\omega\gg\omega_l=\frac{1}{T}$ în expresia de sub radical se poate neglija 1. Rezultă :

$$L(\omega)\approx 20\lg K-20\lg\omega T.$$

Expresia $20\lg\omega T=20\lg\omega+20\lg T$ la scară logaritmică reprezintă dreapta care intersectează axa absciselor în punctul $\omega=\omega_l$, întrucît $20\lg\omega_lT=20\lg 1=0$. Ordonatele acestei drepte la mărirea frecvenţei de două ori (de la ω' pînă la $2\omega'$) cresc cu

$$\Delta L_2=20\lg 2\omega'T-20\lg\omega'T=20\lg 2=6\text{ dB},$$

iar la mărirea frecvenței de 10 ori (de la ω' pînă la $10\omega'$) — cresc cu

$$\Delta L_{10}=20 \lg 10\omega' T-20 \lg \omega' T=20 \lg 10=20 \text{ dB}.$$

Din cele arătate mai sus rezultă că panta dreptei este egală cu $\approx$ 6 dB pe octavă sau 20 dB pe decadă. Este clar de asemenea că dreapta — $20 \lg \omega T$ intersectează axa absciselor în punctul $\omega=\omega_t$, și va avea o înclinare de — 6 dB pe octavă sau — 20 dB pe decadă.

Astfel caracteristica logartimică atenuare-frecvență exactă se poate înlocui prin una aproximativă, formată din două segmente: o porțiune orizontală pînă la frecvența $\omega=\omega_t$ și una înclinată (cu o înclinare — 20 dB pe decadă) care pornește din punctul A, de abscisă ω_t.

Pulsația $\omega_t=\frac{1}{T}$ corespunzătoare punctului de intersecție a celor două segmente se numește *pulsație de tăiere*. Caracteristica logaritmică atenuare-frecvență exactă este situată sub cea aproximativă (linia punctată în fig. 20-14, *f*). Eroarea maximă are loc la pulsația de intersecție și este egală cu

$$\Delta=20 \lg \sqrt{1+(\omega_t T)^2}=3 \text{ dB}.$$

Practic întotdeauna se folosește caracteristica logaritmică atenuare-frecvență aproxmativă, întrucît ea se construiește foarte simplu și se deosebește puțin de cea reală.

Caracteristica logaritmică fază-frecvență se poate calcula după un grafic standard (fig. 20-14, *g*). La pulsația de frîngere, defazajul este $-\frac{\pi}{4}$, deoarece

$$\varphi\left(\frac{1}{T}\right)=-\text{arc tg}\frac{\omega_t}{\omega_t}=-\frac{\pi}{4}.$$

Caracteristica procesului tranzitoriu este exponențiala

$$y=KX_0\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right).$$

Valoarea staționară KX_0 este realizată de către mărimea de ieșire după 2,5 ... 3 constante de timp; prin urmare, timpul de reglare

$$t_r=(2{,}5 \ldots 3)T.$$

Elementul de ordinul doi

Elementul de ordinul doi este determinat de funcția de transfer

$$Y(s)=\frac{y(t)}{x(t)}=\frac{K}{T^2s^2+2\zeta Ts+1}, \qquad (20\text{-}7)$$

unde: K, T și ζ sînt parametrii elementului;

K este coeficientul de transfer, adică raportul dintre mărimea de ieșire și mărimea de intrare în regim staționar (cînd $s=0$);

T — constanta de timp a elementului (în s);

ζ — coeficientul de atenuare (mărime adimensională); cînd $\zeta<1$, procesele au un caracter oscilant, iar cînd $\zeta>1$, au un caracter aperiodic.

Exemplul 1. Circuitul serie LCR (fig. 20-9, *a*).

Pentru aducerea funcției de transfer a circuitului la forma (20-7) este necesar să se introducă următoarele notări:

$LC=T^2=\frac{1}{\omega_0^2}$, adică $T=\frac{1}{\omega_0}$ (a nu se confunda T cu perioada oscilațiilor proprii $t_0=2\pi T$), unde ω_0 este pulsația oscilațiilor proprii:

$$CR=2\zeta T,$$

unde:

$\zeta=\frac{CR}{2T}=\frac{R}{2\rho}=\frac{1}{2Q}$ este coeficientul de atenuare relativ;

$\rho=\sqrt{\frac{L}{C}}$ — impedanța caracteristică a circuitului;

$Q=\frac{\rho}{R}$ — factorul de calitate.

Rezultă:

$$Y(s)=\frac{1}{T^2s^2+2\zeta Ts+1}.$$

Constanta de timp a circuitului, τ se exprimă astfel:

$$\tau=\frac{1}{\alpha}=\frac{T}{\zeta},$$

unde $\alpha=\frac{R}{2L}$ este coeficientul de amortizare.

Exemplul 2. Filtrul RC cu două celule pentru frecvențele joase (fig. 20-15).

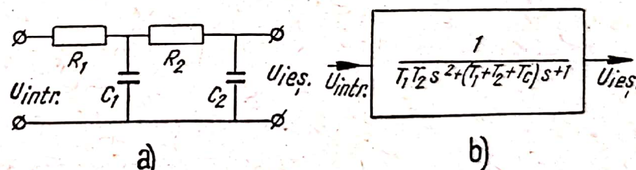


Fig. 20-15. Filtrul cu două celule ca element dinamic de ordinul 2: $T_1=R_1C_1$; $T_2=R_2C_2$; $T_c=R_1C_2$.

Constantele T și ζ se exprimă cu ajutorul parametrilor filtrului, astfel:

$$T=\sqrt{T_1T_2}; \quad 2\zeta T=T_1+T_2+T_c,$$

sau

$$\zeta=\frac{T_1+T_2+T_c}{2\sqrt{T_1T_2}},$$

unde $T_1=R_1C_1$; $T_2=R_2C_2$; $T_c=R_1C_2$.

Constanta T_c caracterizează legătura dintre circuitele filtrului.

În cazul cînd $T_1=T_2=T_c=T$, rezultă $\zeta=1{,}5$. Deoarece întotdeauna $T_1+T_2>2\sqrt{T_1T_2}$ pentru filtrul cu două elemente $\zeta>1$.

Caracteristici (fig. 20-16)

Răspunsul la frecvență

$$Y(j\omega)=\frac{K}{T^2(j\omega)^2+2\zeta T(j\omega)+1}=\frac{K}{(1-\omega^2T^2)+j\omega 2\zeta T}.$$

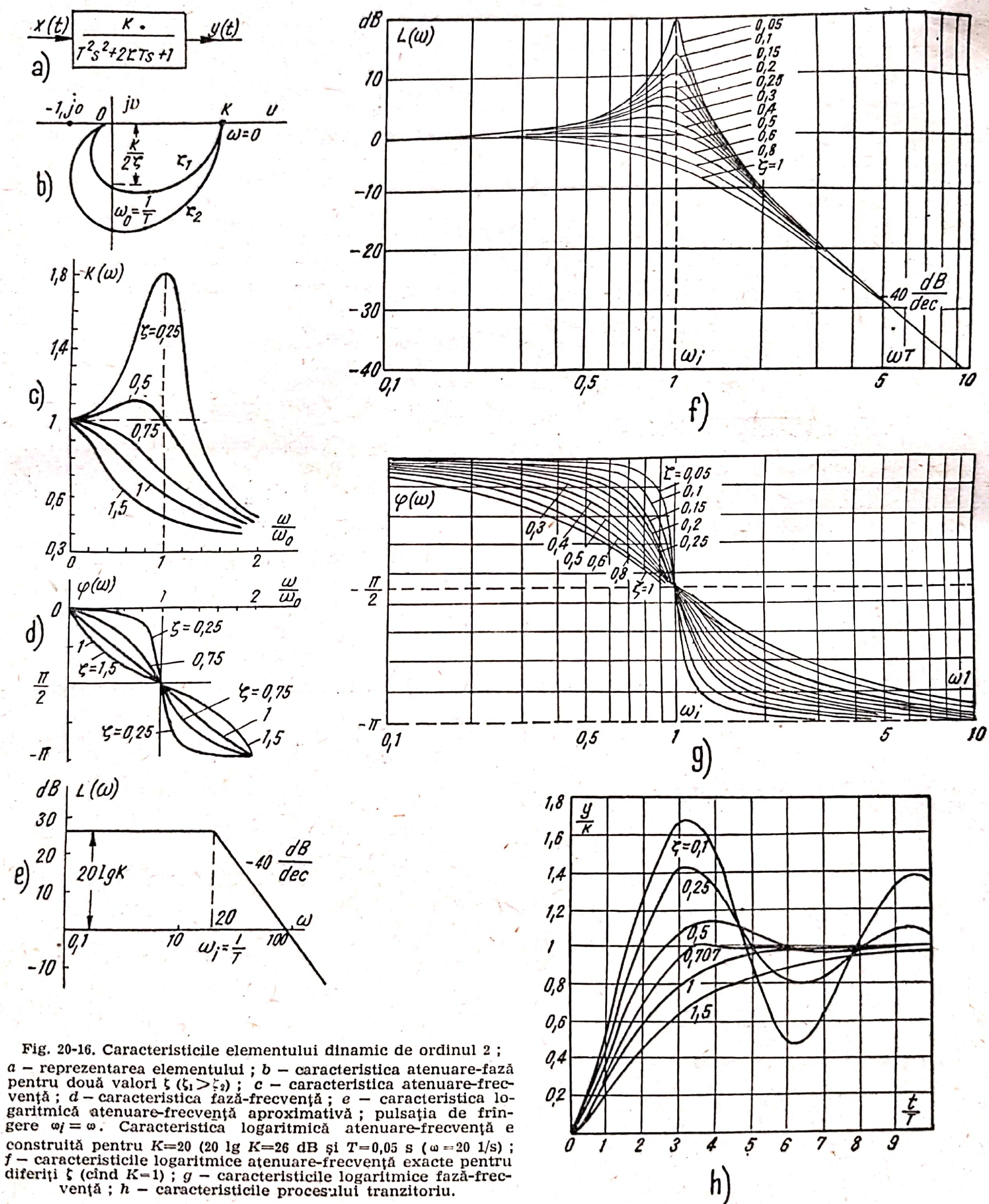


Fig. 20-16. Caracteristicile elementului dinamic de ordinul 2 ; a – reprezentarea elementului ; b – caracteristica atenuare-fază pentru două valori ζ ($\zeta_1 > \zeta_2$) ; c – caracteristica atenuare-frecvență ; d – caracteristica fază-frecvență ; e – caracteristica logaritmică atenuare-frecvență aproximativă ; pulsația de frîngere $\omega_i = \omega$. Caracteristica logaritmică atenuare-frecvență e construită pentru $K=20$ (20 lg $K=26$ dB și $T=0{,}05$ s ($\omega=20$ 1/s) ; f – caracteristicile logaritmice atenuare-frecvență exacte pentru diferiți ζ (cînd $K=1$) ; g – caracteristicile logaritmice fază-frecvență ; h – caracteristicile procesului tranzitoriu.

Caracteristica atenuare-fază

$$Y(j\omega)=u(\omega)+jv(\omega);$$

$$u(\omega)=\frac{K(1-\omega^2T^2)}{(1-\omega^2T^2)+4\zeta^2\omega^2T^2};$$

$$v(\omega)=\frac{2K\omega\zeta T}{(1-\omega^2T^2)+4\zeta^2\omega^2T^2}.$$

Caracteristica atenuare-fază se plasează în semiplanul inferior. Cînd $\omega=0$, ea taie axa u în punctul cu abscisa K. Cînd frecvența $\omega=\omega_0=\frac{1}{T}$, ea taie axa v în punctul cu ordonata $-\frac{K}{2\zeta}$, iar cu mărirea lui ω — tinde către originea coordonaelor. Frecvența ω_0 se numește de obicei frecvența oscilațiilor proprii (libere) a elementului. Prin micșorarea ei, caracteristica se deplasează în jos spre stînga.

Caracteristica atenuare-frecvență

$$K(\omega)=|Y(j\omega)|=\sqrt{u^2(\omega)+jv^2(\omega)}=$$

$$=\frac{K}{\sqrt{(1-\omega^2T^2)^2+4\zeta^2\omega^2T^2}}.$$

Cînd $\zeta<0{,}71$, $K(\omega)$ are o valoare maximă. Cu micșorarea lui ζ curbele se deplasează în sus, iar maximul tinde treptat către dreapta verticală, care trece prin punctul $\omega=\omega_0=\frac{1}{T}$.

Caracteristica fază-frecvență

$$\varphi(\omega)=\text{arc tg}\left(-\frac{2\zeta\omega T}{1-\omega^2T^2}\right).$$

Cînd $\omega=0$, $\varphi=0$; cînd $\omega=\infty$, $\varphi=-\pi$. Toate caracteristicile fază-frecvență trec prin punctul $\left(\frac{\pi}{2}, \omega_0\right)$; în jurul acestui punct ele sînt mai abrupte, cu cît este mai mic ζ. Pentru circuitele folosite în radiotehnică ζ de obicei este foarte mic, iar ω_0 este mare; circuitul are o înaltă selectivitate. În automatică se folosesc circuitele cu ζ mare $(0{,}5\ldots1{,}5)$ și factor de calitate foarte mic; proprietățile selective ale circuitului nu se folosesc aici.

Caracteristica logaritmică atenuare-frecvență

$$L(\omega)=20\lg\frac{K}{\sqrt{(1-\omega^2T^2)^2+4\zeta^2\omega^2T^2}}=$$

$$=20\lg K-20\lg\frac{\sqrt{(\omega_l^2-\omega^2)^2+4\zeta^2\omega_l^2\omega^2}}{\omega_l^2}=20\lg K-A,$$

unde $\omega_l=\omega_0=\frac{1}{T}$ este pulsația de frîngere.

$L(\omega)$ este format din două componente. Prima este dreapta care trece prin nivelul $20\lg K$ paralel cu axa absciselor. Pentru construirea aproximativă a celei de-a doua componente A domeniul de variație a lui ω se împarte în două: $\omega\ll\omega_l$ (1) și $\omega\gg\omega_l$ (2). Pentru domeniul (1) (în cazul lui ζ nu prea mare)

$$A=\sqrt{(\omega_l^2-\omega^2)^2+4\zeta^2\omega_l^2\omega^2}\approx\omega_l^2$$

și, prin urmare, $A\approx20\lg1=0$.

Pentru domeniul (2) (în cazul lui ζ nu prea mare)

$$\sqrt{(\omega_l^2-\omega^2)^2+4\zeta^2\omega_l^2\omega^2}\approx\omega^2$$

și $A\approx20\lg\left(\frac{\omega}{\omega_l}\right)^2=40\lg\omega T$.

La scară logaritmică A este dreapta care intersectează axa absciselor în dreptul pulsației de frîngere $\omega_l=\frac{1}{T}=\omega_0$ și care are o pantă $+40$ dB pe decadă (12 dB pe octavă). Intr-adevăr, la variația frecvenței de 10 ori (de la ω' pînă la $10\omega'$) ordonatele dreptei A se măresc cu

$$\Delta A_{10}=40\lg\left(\frac{10\omega'}{\omega_l^2}\right)-40\lg\left(\frac{\omega'}{\omega_l}\right)=40\lg10=40\text{ dB}.$$

Prin urmare, caracteristica logaritmică de amplitudine este formată din două segmente: dreapta orizontală, paralelă cu axa absciselor la un nivel de $20\lg K$, și segmentul cu pantă de -40 dB pe decadă, care se întretaie la pulsația de frîngere $\omega_l=\omega_0$.

Pentru construirea caracteristicilor logaritmice atenuare-frecvență exacte servesc graficele de corecție, care sînt construite în unități relative. Mărimea și semnul corecției Δ depinde de ζ și ω. Corecția trebuie să se adaoge la ordonatele caracteristicii logaritmice atenuare-frecvență aproximative.

Caracteristica logartimică fază-frecvență se construiește pornind de la grafic. Pentru pulsația de frîngere ω_l defazarea este $-\frac{\pi}{2}$.

Caracteristica procesului tranzitoriu în funcție de mărimea ζ are un caracter oscilant atenuat $(\zeta<1)$ sau aperiodic $(\zeta>1)$.

Cu ajutorul graficului de dependență a lui $\frac{y}{K}$ funcție de raportul $\frac{t}{T}$ fiecare curbă poate fi recalculată în caracteristici ale elementului de ordinul 2, mărind ordonatele de K ori și abscisele de T ori în comparație cu cele reprezentate în fig. 20-16, *h*.

Elementul de întîrziere cu acțiune integrală (elementul de integrare)

Elementul de integrare este caracterizat prin funcția de transfer

$$Y(s)=\frac{y(t)}{x(t)}=\frac{K}{s},$$

astfel încît

$$y(t)=K\int_0^t x(t)\,dt,$$

unde K este coeficientul de transfer al elementului, cu dimensiunea 1/s.

Caracteristici (fig. 20-17)

Răspunsul la frecvenţă

$$Y(j\omega)=\frac{K}{j\omega}=-j\frac{K}{\omega}=\frac{K}{\omega}e^{-j\frac{\pi}{2}}.$$

Caracteristica atenuare-fază coincide cu semiaxa imaginară negativă.

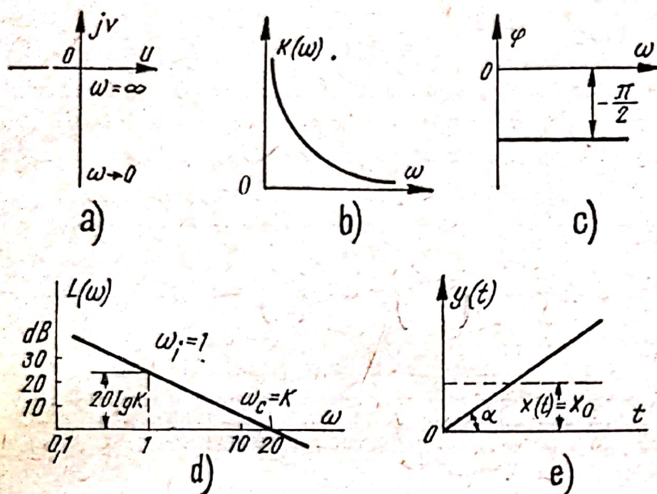


Fig. 20-17. Caracteristica elementului de integrare:
a — atenuare-fază ; *b* — atenuare-frecvenţă, $K(\omega)=\frac{K}{\omega}$; *c* — fază-frecvenţă ; *d* — logaritmică (pentru $K=20$ 1/s), întretaie axa absciselor în dreptul frecvenţei $\omega_c=K$; *e* — caracteristica procesului tranzitoriu $y(t)=KX_0t$.

Caracteristica atenuare-frecvenţă este o hiperbolă cu $L(\omega)=20\lg$

$$K(\omega)=\frac{K}{\omega}.$$

Caracteristica fază-frecvenţă

$$\varphi(\omega)=-\frac{\pi}{2}.$$

Defazajul are o mărime constantă, egală cu $-\frac{\pi}{2}$ pentru toate frecvenţele.

Caracteristica logaritmică de amplitudine

$$L(\omega)=20\lg\frac{K}{\omega}$$

este reprezentată de dreapta care trece prin punctul de coordonate $(1,\ 20\lg K)$ şi care are panta —20 dB pe decadă.

Caracteristica procesului tranzitoriu

$$y(t)=KX_0t$$

este reprezentată de dreapta care trece prin originea coordonatelor avînd coeficientul unghiular KX_0; pentru o mărime constantă de intrare, are loc creşterea liniară a mărimii de ieşire.

Exemple de realizare practică a elementelor de integrare

1. **Servomotorul** (motorul de execuţie) se poate considera ca element de integrare dacă nu se iau în consideraţie proprietăţile de inerţie ale rotorului lui. In acest caz mărimea de intrare este tensiunea u aplicată rotorului, iar mărimea de ieşire este unghiul θ_m de rotire al rotorului:

$$Y(s)=\frac{\theta_m}{u}=\frac{K_m}{s},$$

unde K_m este valoarea vitezei unghiulare de rotire a rotorului în cazul în care tensiunea de la intrare este de 1 V (în rad/V · s).

In cazul unei tensiuni constante de intrare U_0, unghiul θ_m creşte proporţional cu timpul:

$$\theta_m=K_m\int_0^t U_0\,dt=K_mU_0t.$$

In majoritatea cazurilor practice este necesar să se ia în consideraţie şi inerţia rotorului şi sarcina; atunci aproximaţia arătată nu mai este justă.

Funcţia de transfer a motorului, cînd momentul sarcinii este relativ mic în comparaţie cu momentul normal al motorului, capătă forma:

$$Y_m(s)=\frac{\theta_m(t)}{u(t)}=\frac{K_m}{s(T_m\cdot s+1)},$$

unde: K_m este coeficientul de amplificare al motorului, egal numeric cu mărimea vitezei unghiulare de rotaţie a rotorului motorului în regimul staţionar în cazul unei tensiuni de intrare constantă de 1 V (în rad/V · s);

T_m — constanta electromecanică care depinde de parametrii motorului şi este proporţională cu momentul de inerţie al rotorului. Se caută ca T_m să fie micşorat. De obicei ea are valoarea 0,04 ... 0,1 s.

De obicei între rotorul motorului şi sarcină se fixează un reductor care micşorează numărul de rotaţii şi, proporţional, momentul la arborele sarcinii. Simultan se micşorează de i^2 ori momentul de inerţie al sarcinii, raportat la axul rotorului motorului (i — raportul de reducţie).

Dacă i are valoare mare (500 ... 1000), atunci momentul de inerţie al sarcinii (de obicei de multe ori mai mare decît momentul de inerţie al rotorului) nu măreşte constanta de timp a motorului prea mult (de 1,1 ... 2 ori).

Caracteristica logaritmică de atenuare a motorului (fig. 20-18, *a*) este formată din două segmente cu o înclinare de —20 dB pe decadă şi —40 dB pe decadă.

Primul dintre aceste segmente trece prin punctul $(1,\ 20\lg K_m)$. Pulsaţia de frîngere este $\omega_l=\frac{1}{T_m}$.

Caracteristica logaritmică de fază (fig. 20-18, *b*) este suma caracteristicilor logaritmice de fază ale elementelor de integrare şi de întîrziere cu acţiune proporţională (aperiodic). Defazarea totală cînd $\omega\to\infty$ este egală cu $-\pi$. Cînd $\omega=\omega_l=\frac{1}{T_m}$, defazarea este egală cu:

$$-\left[\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{4}\right]=-\frac{3}{4}\pi.$$

Caracteristica procesului tranzitoriu (fig. 20-18, *c*)

$$\theta_m = K_m U_0 \left[t - T_m \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right) \right],$$

unde U_0 este mărimea saltului de tensiune de la intrare.

După un timp suficient de mare, cînd $e^{-\frac{t}{T_m}} \approx 0$, unghiul de rotire al motorului crește liniar:

$$\theta_m = K_m U_0 (t - T_m) = \omega_{st} (t - T_m),$$

unde ω_{st} este viteza unghiulară staționară, $\omega_{st} = K_m U_0$.

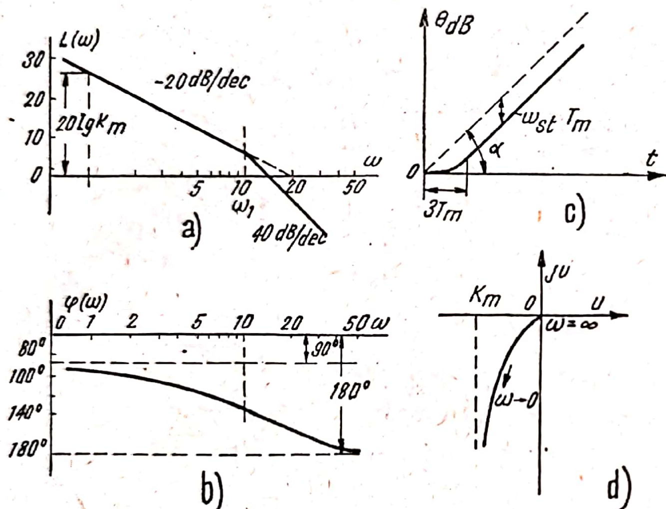


Fig. 20-18. Caracteristicile servomotorului (funcția de transfer a motorului $Y(s) = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)}$): *a* – caracteristica logaritmică de atenuare; *b* – caracteristica logaritmică de fază (construite pentru $K_m = 20$ 1/sec și $T_m = 0{,}1$ sec; frecvența de fringere $\omega_l = \frac{1}{T_m} = 10$); *c* – caracteristica procesului tranzitoriu; *d* – caracteristica atenuare-fază.

2. **Elementul de întîrziere** (aperiodic) se poate considera aproximativ ca element de integrare, dacă constanta de timp T este mare, iar timpul de observare este limitat. Neglijînd unitatea la numitorul funcției de transfer, se obține aproximativ

$$Y(s) = \frac{K}{Ts+1} \approx \frac{K}{Ts} = \frac{K_T}{s},$$

unde $K_T = \frac{K}{T}$ este coeficientul de transfer.

Caracteristica procesului tranzitoriu

$$y = KX_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \approx \frac{K}{T} X_0 t = K_T X_0 t,$$

unde X_0 este mărimea saltului aplicat la intrare.

Elemente de anticipare

Aceste elemente sînt caracterizate corespunzător de către funcțiile de transfer:

$$Y_D(s) = Ks; \quad Y_{PD}(s) = K(Ts+1).$$

În elementele realizate practic aceste funcții de transfer se obțin numai ca urmare a idealizării proceselor reale, datorită cărui fapt elementele cu astfel de caracteristici sînt ideale.

Caracteristici (fig. 20-19)

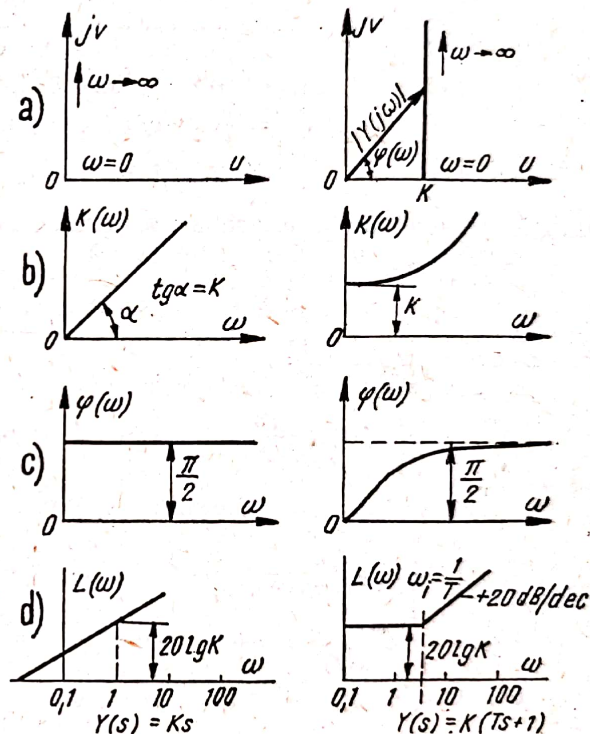


Fig. 20-19. Caracteristicile elementelor de anticipare ideale cu acțiune pur diferențială (în stînga) și de anticipare cu acțiune proporțională și diferențială (în dreapta): *a* – caracteristica atenuare-fază; *b* – caracteristica atenuare-frecvență; *c* – caracteristica fază-frecvență; *d* – caracteristica logaritmică de atenuare.

Element de anticipare cu acțiune diferențială	Element de anticipare cu acțiune proporțională și diferențială

Răspunsul la frecvență

$Y_D(j\omega) = Kj\omega = K\omega e^{j\frac{\pi}{2}}$	$Y_{PD}(j\omega) = K(j\omega T + 1)$

Caracteristica atenuare-fază

Coincide cu semiaxa imaginară pozitivă.	Este o dreaptă paralelă cu ordonata și deplasată față de origine cu mărimea K.

Caracteristicile atenuare-frecvență și fază-frecvență

Dreapta $K_D(\omega)=K\omega$	$K_{PD}(\omega)=K\sqrt{1+\omega^2T^2}$
Dreapta $\varphi(\omega)=\frac{\pi}{2}$	$\varphi(\omega)=\operatorname{arctg}\omega T$

Caracteristica logaritmică de atenuare

$L(\omega)=20\lg K\omega$ Este o dreaptă cu panta +20 dB pe decadă, care trece prin punctul 1, 20 lg K	$L(\omega)=20\lg K\sqrt{1+\omega^2T^2}$. Caracteristica logaritmică de atenuare se construiește ca o caracteristică a unui element aperiodic, cu deosebirea că începînd cu pulsația de frîngere $\omega_i=\frac{1}{T}$ dreapta are o pantă de +20 dB pe decadă.

Exemple de realizare practică a elementelor de anticipare cu acțiune diferențială

1. **Element de anticipare real cu acțiune diferențială** (fig. 20-20) este filtrul RC trece sus (circuitul de diferențiere din tehnica impulsurilor).

Funcția de transfer a elementului este

$$Y(s)=\frac{Ts}{Ts+1}, \qquad (20\text{-}8)$$

unde $T=RC$.

Răspunsul la frecvență al elementului este:

$$Y(j\omega)=\frac{Tj\omega}{Tj\omega+1}=K(\omega)\,e^{j\varphi(\omega)}; \qquad (20\text{-}9)$$

$$K(\omega)=\frac{\omega T}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}; \quad \varphi(\omega)=\operatorname{arctg}\omega T.$$

Folosind reactanțele simbolice, se obține:

$$u_{intr}=iR+\frac{i}{Cs}, \quad \text{iar} \quad i=\frac{u_{ieș}}{R} \quad \text{și} \quad u_{intr}=u_{ieș}+\frac{u_{ieș}}{RCs},$$

de unde rezultă relația (20-8).

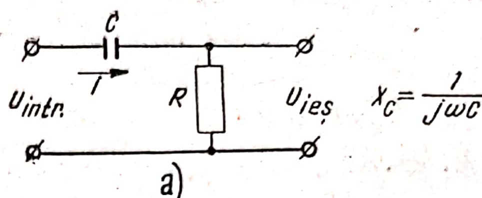
Expresia (20-9) pentru $Y(j\omega)$ se poate obține simplu folosindu-se de asemenea dependența dintre tensiunile sinusoidale de intrare și ieșire și considerîndu-se reactanța capacitivă egală cu $\frac{1}{j\omega C}$.

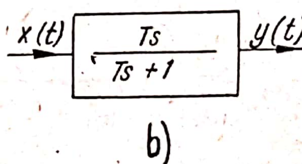
$$\dot{U}_{ieș}=\frac{\dot{U}_{intr}R}{R+\frac{1}{j\omega C}}=\dot{U}_{intr}\frac{CRj\omega}{RCj\omega+1}, \qquad (13)$$

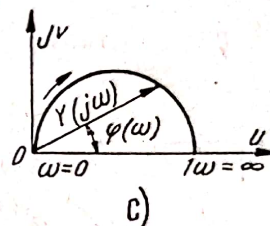
de unde se obține (20-8).

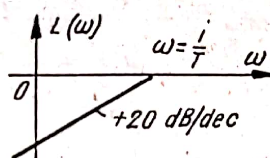
Elementul real de anticipare cu acțiune diferențială se poate considera format din două elemente: unul de anticipare cu acțiune diferențială ideal Ts și unul aperiodic $\frac{1}{Ts+1}$.

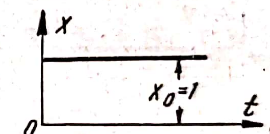
Caracteristica atenuare-fază coincide cu semicercul de rază egală cu unitatea, plasată în primul cadran. Elementul dă un avans de fază, care scade cu creșterea frecvenței de la $\frac{\pi}{2}$ pînă la 0.

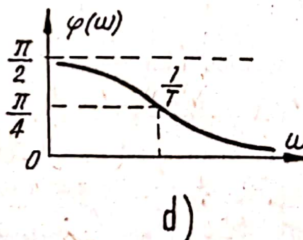












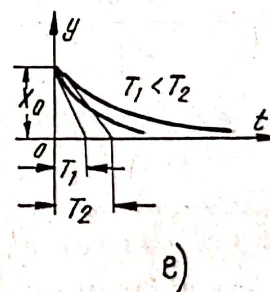


Fig. 20-20. Element de anticipare real cu acțiune diferențială: a — schema de principiu; b — schema structurală; c — caracteristica atenuare-fază; d — caracteristica logaritmică de atenuare și caracteristica logaritmică de fază; e — caracteristica procesului tranzitoriu $y(t)$; x_0 — este treapta unitară la intrare.

Cu creșterea frecvenței semnalul de ieșire se mărește, tinzînd spre valoarea U_{intr} (coeficientul de transfer tinde către 1), întrucît reactanța condensatorului scade, tinzînd spre zero.

Caracteristicile elementului se apropie de caracteristicile elementului diferențial ideal în domeniul frecvențelor joase. Această aproximație este cu atît mai bună cu cît este mai mică constanta de timp T. Prin urmare, „diferențierea" se face cu atît mai precis, cu cît mai „lente" sînt procesele exterioare și cu cît este mai mic T. Ultima observație se confirmă de asemenea prin aspectul caracteristicii procesului tranzistoriu care reprezintă un salt și o scădere exponențială cu constanta de timp T.

2. **Elementul de anticipare real cu acțiune proporțională și diferențială** este realizat prin legarea în serie a rezistenței r cu circuitul paralel RC (fig. 20-21).

$$\dot{U}_{ieș}=\dot{U}_{intr}\frac{r(1+j\omega CR)}{rCRj\omega+r+R}=K_{pD}\frac{1+j\omega T}{1+j\omega\tau}\dot{U}_{intr},$$

unde

$$K_{pD}=\frac{r}{R+r}<1;\quad \tau=T\frac{r}{R+r}.$$

Prin urmare

$$Y(j\omega)=\frac{\dot{U}_{ieș}(j\omega)}{U_{intr}(j\omega)}=K_{pD}\frac{Tj\omega+1}{\tau j\omega+1}$$

și

$$Y(s)=K_{pD}\frac{Ts+1}{\tau s+1}=\frac{K_{pD}(Ts+1)}{K_{pD}Ts+1}.$$

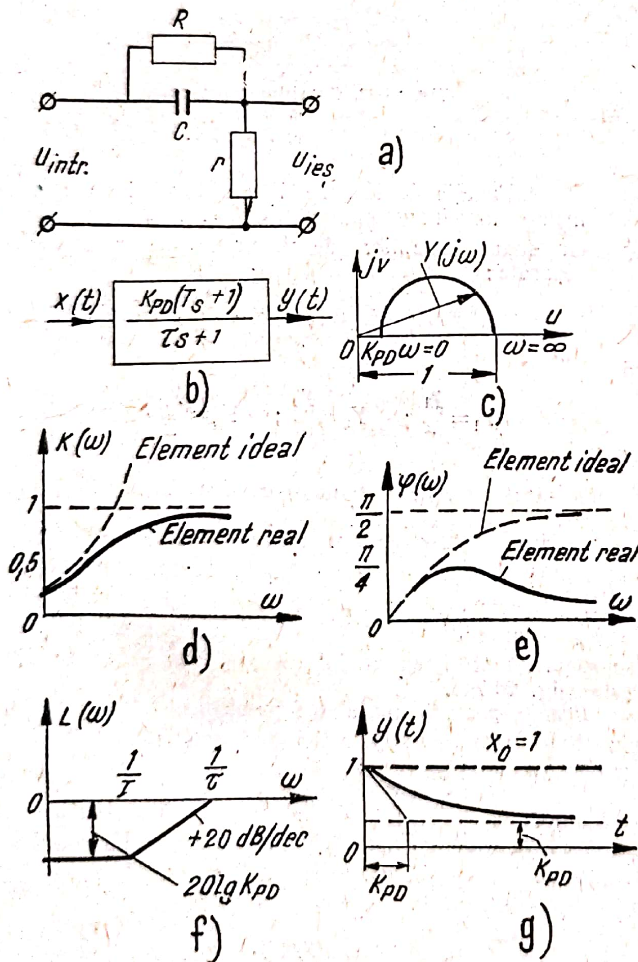


Fig. 20-21. Element de anticipare real cu acțiune proporțională și diferențială:
a – schema de principiu *b* – schema structurală $T=RC$; $\tau=K_{pD}T$; $K_{pD}=\frac{r}{R+r}$; *c* – caracteristica atenuare-fază; *d* – caracteristica atenuare-frecvență $K(\omega)=\frac{(\omega T)^2+1}{(K_{pD}\omega T)^2+1}$; *e* – caracteristica fază-frecvență $\varphi(\omega)=\text{arc tg}\,\omega T-\text{arc tg}\,K_{n}D\omega T$; *f* – caracteristica logaritmică de atenuare; *g* – caracteristica procesului tranzitoriu.

Elementul se poate considera ca format din două elemente: unul de anticipare ideal cu acțiune proporțională și diferențială și unul aperiodic.

Caracteristicile lui se apropie de caracteristicile ideale în domeniul frecvențelor joase. Deosebirea dintre caracteristici este cu atît mai mică, cu cît este mai mic τ și prin urmare, cînd T este dat, cu cît este mai mic K_{pD}. De aceea, apropierea de elementul ideal va fi cu atît mai bună, cu cît va fi mai mic coeficientul lui de transfer.

3. **Generatorul tahometric** — este un mic generator de curent continuu cu magneți permanenți.

Tensiunea de ieșire a generatorului tahometric este proporțională cu viteza de rotire:

$$U_{GT}=K_{GT}\,\omega=K_{GT}\frac{d\theta}{dt}=K_{GT}\,s\theta,$$

unde: ω este viteza unghiulară de rotire a rotorului;
θ — unghiul lui de rotire.

Funcția de transfer este:

$$Y(s)=\frac{U_{GT}(t)}{\theta(t)}=K_{GT}s.$$

Generatorul tahometric se poate considera aproximativ ca un element de anticipare cu acțiune diferențială.

3. COMBINAȚII DE ELEMENTE

Circuitul format dintr-o formație de elemente dinamice poate fi transformat prin anumite reguli, într-un alt circuit mai simplu, sau poate fi adus la o formă avantajoasă pentru studierea sistemului de reglare.

În cele ce urmează se arată regulile de transformare a circuitelor.

Elementele se pot lega serie, paralel și paralel invers.

Combinarea serie (*fig. 20-22*)

Funcțiile de transfer în cazul legării în serie se înmulțesc.

Circuitul format din n elemente ale diferitelor elemente $Y_1, Y_2 \ldots Y_n$ se poate înlocui printr-un element echivalent cu funcția de transfer:

$$Y=Y_1Y_2Y_3\ldots Y_n=\frac{y}{x},$$

unde

$$Y_1=\frac{y_1}{x_1};\quad Y_2=\frac{y_2}{y_1};\quad \ldots\quad Y_n=\frac{y_n}{y_{n-1}}.$$

$$Y(j\omega)=Y_1(j\omega)Y_2(j\omega)\ldots Y_n(j\omega)=$$
$$=K_1(\omega)K_2(\omega)\ldots K_n(\omega)e^{j[\varphi_1(\omega)+\varphi_2(\omega)+\ldots+\varphi_n(\omega)]}.$$

De aici rezultă că în cazul combinării serie, caracteristicile logaritmice de atenuare-fază se adună

$$L(\omega)=20\lg K_1(\omega)+20\lg K_2(\omega)+\ldots+20\lg K_n(\omega)=$$
$$=L_1(\omega)+L_2(\omega)+\ldots+L_n(\omega)$$
$$\varphi(\omega)=\varphi_1(\omega)+\varphi_2(\omega)+\ldots+\varphi_n(\omega).$$

Intrucît operația de adunare se realizează mai simplu decît operația de înmulțire, pentru determinarea proprietăților sistemului de elemente combinate serie în practică deseori se folosesc caracteristicile logaritmice de atenuare.

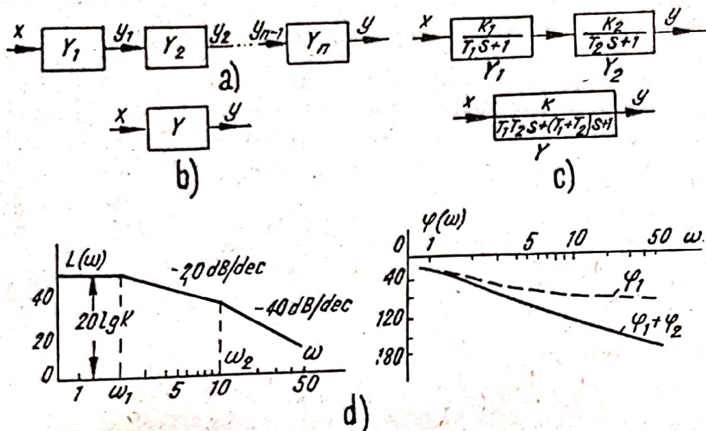


Fig. 20-22. Ilustrarea regulei de transformare a elementelor în cazul combinării serie:

a — combinarea serie a elementelor $Y_1, Y_2 \ldots Y_n$; *b* — elementul echivalent $Y=Y_1Y_2\ldots Y_n$; *c* — combinarea serie a două elemente aperiodice și elementul echivalent de ordinul 2; *d* — caracteristica logaritmică de atenuare și caracteristica logaritmică de frecvență a două elemente aperiodice combinate serie (pentru $K=40$; $T_1=0{,}5$; $T_2=0{,}1$).

Exemplul 1. Combinarea serie a două elemente aperiodice (fig. 20-22, *c* și *d*).

$$Y_1=\frac{K_1}{T_1s+1}; \quad Y_2=\frac{K_2}{T_2s+1}.$$

Caracteristica de transfer a elementului echivalent este:

$$Y=\frac{K}{(T_1s+1)(T_2s+1)}; \quad K=K_1K_2.$$

Caracteristica logaritmică atenuare-frecvență

Se determină cele două pulsații de frîngere: $\omega_1=\frac{1}{T_1}$ și $\omega_2=\frac{1}{T_2}$. Caracteristica logaritmică de atenuare se reprezintă astfel: pînă la frecvența ω_1, printr-o dreaptă paralelă cu axa absciselor la nivelul $+20\lg K$, între ω_1 și ω_2, printr-o dreaptă cu panta 20 dB/dec și peste ω_2, printr-o dreaptă cu panta 40 dB/dec (se presupune că $\omega_2>\omega_1$).

Caracteristica logaritmică de fază. Se adună cele două caracteristici de fază prin recalcularea corespunzătoare a scării axei absciselor. Defazarea generală cînd $\omega\to 0$ este egală cu zero, cînd $\omega\to\infty$ este egală cu π.

Caracteristica atenuare-fază (fig. 20-16, *b*).

Exemplul 2. Combinarea serie a elementelor de integrare și aperiodic:

$$Y_1=\frac{K_1}{s}; \quad Y_2=\frac{K_1}{Ts+1}; \quad Y=\frac{K}{s(Ts+1)}.$$

Printr-o astfel de funcție de transfer se reprezintă servomotorul electric.

Combinarea paralel *(fig. 20-23)*

In elementele combinate paralel semnalul de intrare este comun, iar semnalul de ieșire este suma semnalelor de ieșire ale elementelor separate.

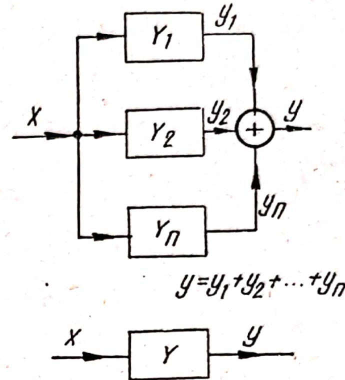


Fig. 20-23. Combinarea paralel a elementelor $Y=Y_1+Y_2+\ldots+Y_n$.

Funcția de transfer Y a sistemului de n elemente combinate paralel $Y_1, Y_2\ldots Y_n$ este egală cu suma funcțiilor de transfer ale elementelor separate:

$$Y=Y_1+Y_2+\ldots+Y_n=\frac{y}{x},$$

unde

$$Y_1=\frac{y_1}{x}; \quad Y_2=\frac{y_2}{x}; \quad Y_n=\frac{y_n}{x}.$$

Circuitul cu reacție (combinare paralel-invers)

Elementul Y_r se găsește în raport cu elementul Y_d legat paralel (adică elementului Y_d i se aplică reacția Y_r), dacă intrarea elementului Y_r este legată cu ieșirea elementului Y_d — iar mărimea de ieșire $y_r(t)$ a elementului Y_r se însumează cu mărimea de intrare $x(t)$ sau se scade din acesta (fig. 20-24).

Reacția pozitivă apare cînd pe elementul Y_d se aplică suma dintre $x(t)$ și $y_r(t)$, astfel încît semnalul de intrare pentru Y este egal cu

$$z=x(t)+y_r(t).$$

Reacția negativă apare cînd pe elementul Y_d se aplică diferența dintre $x(t)$ și y_r, astfel încît semnalul de intrare pentru Y_d este egal cu

$$z=x(t)-y_r(t).$$

In automatică se folosesc (aproape exclusiv) reacțiile negative.

Elementul Y_d, căruia i se aplică reacția negativă cu funcția de transfor Y_r, este echivalent cu un element cu funcție de transfer

$$Y_0=\frac{y(t)}{x(t)}=\frac{Y}{1+Y\cdot Y_r}.$$

Dacă Y_r nu depinde de s, atunci reacţia se numeşte rigidă.

In cazul reacţiei pozitive, al doilea termen al numitorului va avea semnul minus.

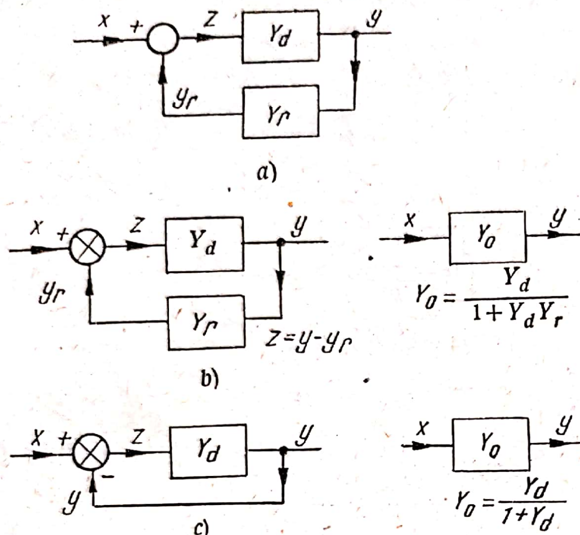


Fig. 20-24. Circuitul cu reacţie (paralel-invers) :
a – notare generală ; *b* – notarea reacţiei negative şi elementul echivalent ; *c* – sistemul urmăritor cu reacţie ; Y – funcţia de transfer a circuitului deschis ; Y_0 – funcţia de transfer a circuitului închis ; $x=\theta_{intr}$ – mărimea de intrare ; $y=\theta_{ieş}$ – mărimea reglată (de ieşire) ; $z=\theta=\theta_{intr}-\theta_{ieş}$.

Cazul particular : $Y_r=1$, pentru care

$$Y_0=\frac{Y_d}{1+Y_d}$$

corespunde cu aplicarea la elementul de comparaţie a mărimii de ieşire $y(t)$, adică $y_r=y$. La o astfel de schemă se reduce de obicei sistemul urmăritor. Pentru sistemul urmăritor $x=\theta_{intr}$; $y=\theta_{ieş}$; $z=\theta=\theta_{intr}-\theta_{ieş}$.

Cu relaţia

$$Y_0=\frac{\theta_{ieş}}{\theta_{intr}}=\frac{Y_d}{1+Y_d},$$

se determină funcţia de transfer a circuitului închis după funcţia de transfer a circuitului deschis Y_0.

Exemplul 1. Element aperiodic cu reacţie (fig. 20-25).

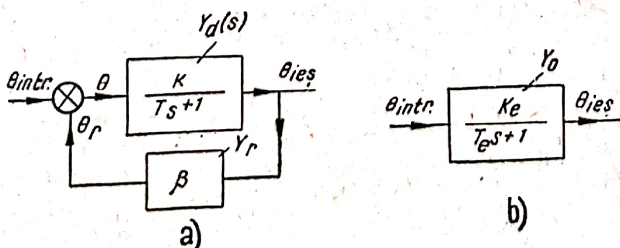


Fig. 20-25. Element aperiodic cu reacţie :
a – schema structurală ; *b* – elementul aperiodic echivalent.

Funcţia de transfer a elementului aperiodic fără reacţie (a circuitului deschis) este :

$$Y=\frac{\theta_{ieş}(t)^*}{\theta(t)}=\frac{K}{Ts+1}.$$

Pentru reacţia neselectivă funcţia de transfer este un număr real β şi

$$Y_r=\frac{\theta_r}{\theta_{ieş}}=\beta$$

(de regulă $0<\beta<1$).

Funcţia de transfer a elementului cu reacţie (a circuitului închis) este :

$$Y_0=\frac{\theta_{ieş}(t)}{\theta_{intr}(t)}=\frac{Y_d}{1+Y_d\cdot Y_r}=\frac{K_e}{T_e s+1},$$

unde

$$K_e=\frac{K}{1+\beta K};\quad T_e=\frac{T}{1+\beta K}.$$

Ca rezultat al aplicării reacţiei negative rigide elementului aperiodic se formează un nou element aperiodic cu un coeficient de transfer mai mic $K_e<K$ şi (fapt care este esenţial) cu o constantă mai mică

$$T_e<T.$$

In cazul particular, cînd $\beta=1$,

$$K_e=\frac{K}{1+K};$$

cînd $K\gg 1$,

$$K_e\approx 1;\quad T_e=\frac{T}{K}.$$

Pentru micşorarea inerţiei, elementului i se poate aplica o reacţie rigidă. Constanta de timp se micşorează cu atît mai mult cu cît este mai mare K. Corespunzător, în cazul unui K mare, coeficientul de transfer general va fi apropiat de unitate.

Ca exemplu din domeniul radiotehnicii poate servi amplificatorul cu reacţie negativă (fig. 20-26).

Pentru acest amplificator este valabilă relaţia (vezi pag. 460):

$$Y_d=\frac{u_{ieş}}{u_{intr}}=\frac{K}{Ts+1},$$

unde

$$K=\frac{\mu R_a}{R_i+R_a};\quad T=\frac{R_i R_a}{R_i+R_a}C_p;$$

$$Y_r=\frac{u_r}{u_{ieş}}=\beta=\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

(cu condiţia ca R_1, $R_2\gg R_a$).

Pentru pentodă $R_i\gg R_a$; $K=SR_a$;

$$K_e=\frac{SR_a}{1+\beta SR_a};\quad T_e=\frac{R_a C_F}{1+\beta SR_a}.$$

*) N. T. Egalitatea funcţiei de timp cu funcţia de operatorul „s" nu este o egalitate adevărată, semnul = indicînd aici că funcţia operaţională în „s" corespunde funcţiei în „t".

Cînd $\beta=1$,

$$K_e=\frac{SR_a}{1+SR_a}\approx 1; \quad T_e=\frac{R_aC_p}{1+SR_a}\approx\frac{C_p}{S}.$$

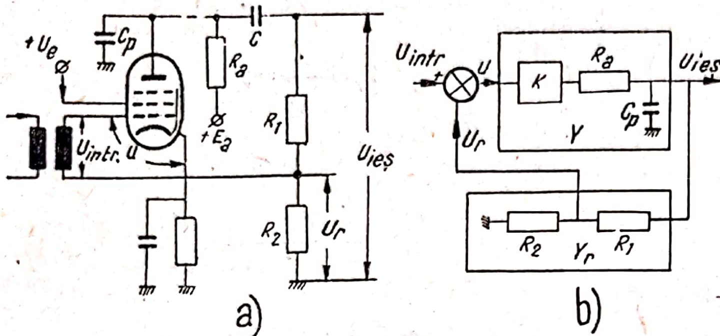


Fig. 20-26. Amplificatorul cu reacție :
a – schema de principiu ; *b* – schema structurală, – elementul aperiodic echivalent Y_d cu reacție prin rezistențele R_1, R_2 ; $\left(R'_a=\frac{R_iR_a}{R_i+R_a}\approx R_a\right)$.

Exemplul 2. Elementul de integrare cu reacție rigidă

$$Y_d=\frac{\theta_{ieș}}{\theta}=\frac{K}{s}; \quad Y_r=-\frac{\theta_r}{\theta_{ieș}}=\beta;$$

$$Y_0=\frac{K}{s+\beta K}=K_e\frac{1}{T_es+1};$$

unde

$$K_e=\frac{1}{\beta}; \quad T_e=\frac{1}{\beta K}.$$

Elementul de integrare în urma aplicării reacției se transformă în element aperiodic. Corespunzător, caracteristica regimului tranzitoriu se transformă în exponențială cu constanta de timp T_e care tinde către nivelul $K_e\theta_i$.

Dacă $\beta=1$, atunci coeficientul de transfer K_e este egal cu unitatea (mărimea de ieșire în regimul staționar repetă mărimea de intrare), iar constanta de timp este mărimea inversă a coeficientului de amplificare

$$K_e=1; \quad T_e=\frac{1}{K}.$$

Ca exemplu de astfel de combinare poate servi motorul de execuție (cînd $T_m=0$) cu potențiometrul de reacție negativă (fig. 20-27).

Infășurarea de comandă a motorului asincron bifazat se alimentează de la amplificatorul electronic de curent alternativ. De rotorul motorului este legat potențiometrul de reacție, a cărui tensiune u_r se scade din tensiunea de intrare variabilă u_{intr}.

In prezența tensiunii u pe grila tubului, rotorul motorului se rotește, deplasînd cursorul potențiometrului de reacție R_r legat de el prin reductor.

Tensiunea apărută u_r, proporțională cu deplasarea α a cursorului și cu unghiul α_m de rotire a rotorului motorului, este în antifază cu tensiunea de intrare, adică se scade din ea. Ultima condiție se realizează prin alegerea corespunzătoare a direcției de deplasare a cursorului.

Tensiunea pe grila tubului este proporțională cu diferența dintre tensiunile u_{intr} și u_r, deoarece $u=K_1(u_{intr}-u_r)$. Pentru $R'=R''=R$, $K_1=0,5$ și $u=0,5(u_{intr}-u_r)$. Tensiunea pe înfășurarea de comandă $u_c=K_2u$, unde prin coeficientul K_2 se ia în considerație amplificarea tubului și prezența

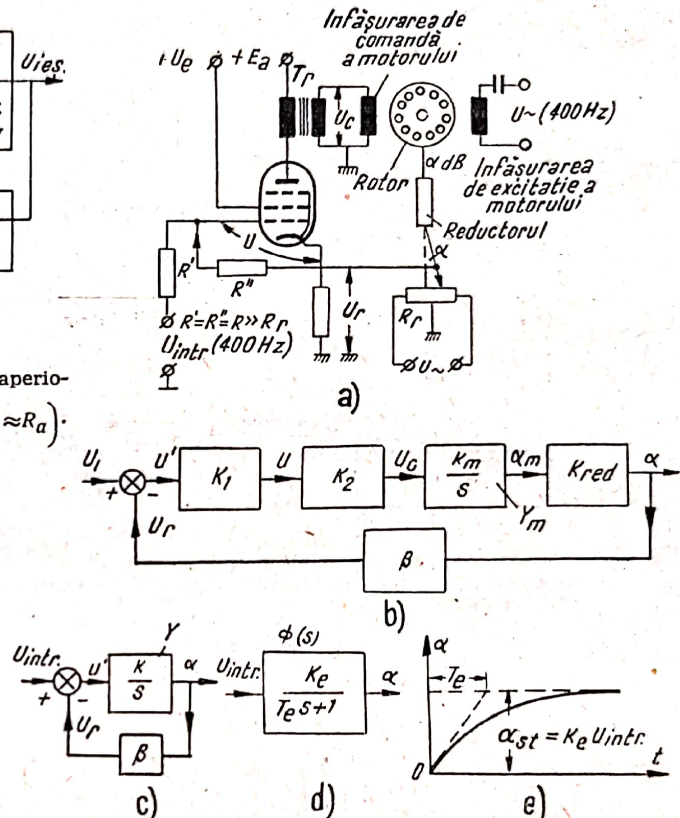


Fig. 20-27. Cel mai simplu sistem de urmărire cu motor :
a – schema simplificată a sistemului de urmărire pentru obținerea unghiului α, proporțional cu tensiunea de intrare u_{intr} ; *b* – schema structurală a sistemului ; K_1 este coeficientul de transfer al circuitului de intrare (de la intrare pînă la grila tubului) ; $K_2=\frac{u_c}{u}$ – coeficientul de transfer al amplificatorului electronic și al transformatorului ; $K_m=\frac{\omega_m}{u}$ st [1/V.s] – coeficientul de transfer al motorului ; $K_{red}=\frac{\alpha}{\alpha_m}$ – coeficientul de transfer al reductorului ; $\beta=\frac{u_r}{\alpha}$ [V/grade] – coeficientul de transfer al circuitului de reacție ; *c* – schema structurală transformată ; $K=K_1K_2\cdot K_m\cdot K_{red}$; *d* – schema structurală echivalentă (element aperiodic), $K_e=\frac{1}{\beta}$; $T_e=\frac{1}{\beta K}=\frac{K_e}{K}$; *e* – caracteristica regimului tranzitoriu al sistemului.

transformatorului T_r. Viteza unghiulară de rotire a rotorului motorului este proporțională cu tensiunea u_c, $\omega_m=K_mu_c$. Corespunzător, funcția de transfer a motorului este $Y_m\approx\approx\frac{\alpha_m}{u_c}=\frac{K_m}{s}$.

Unghiul de rotire a cursorului potențiometrului este $\alpha=K_{red}\alpha_m$ și tensiunea pe cursorul potențiometrului $u_r==\alpha_m\cdot\beta$.

Schema structurală în exemplul cercetat constă din-tr-un element de integrare, elementele de amplificare (proporționale) și un circuit de reacție β. Întreg sistemul este echivalent cu un singur element aperiodic cu coeficientul de transfer $K_e = \frac{1}{\beta}$ și constanta de timp $T_e = \frac{1}{\beta K}$.

Coeficientul K_e (grad/V) caracterizează unghiul de rotire al cursorului potențiometrului pe unitate de tensiune de intrare. Exemplul arătat prezintă sistemul urmăritor, destinat pentru rotirea arborelui de ieșire (cursorul potențiometrului), proporțional cu tensiunea de intrare. Inerția sistemului se caracterizează prin mărimea T_e și depinde de β și K. Pentru micșorarea inerției urmează să se mărească coeficientul de amplificare.

Exemplul 3. Element aperiodic cu element de diferențiere în circuitul de reacție (fig. 20-28).

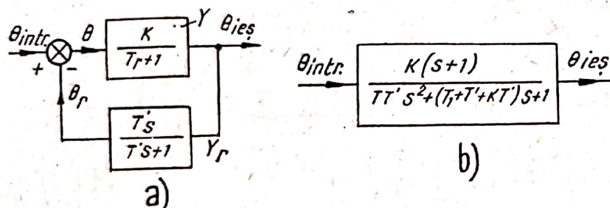


Fig. 20-28. Element aperiodic cu element de diferențiere în circuitul reacției:
a – schema structurală inițială; *b* – schema structurală echivalentă.

Funcțiile de transfer ale elementelor sînt:

$$Y_d(s) = \frac{\theta_{ieș}(t)}{\theta(t)} = \frac{K}{Ts+1}$$

$$Y_r(s) = \frac{\theta_r(t)}{\theta_{ieș}(t)} = \frac{T's}{T's+1}.$$

Funcția de transfer a sistemului este:

$$Y_0(s) = \frac{\theta_{ieș}}{\theta_{intr}} = \frac{K(T's+1)}{(Ts+1)(T's+1)+KT's} =$$

$$= \frac{K(T's+1}{TT's^2+(T+T'+KT')s+1}.$$

Combinarea este echivalentă cu combinarea în serie a două elemente: elementul ideal proporțional-diferențial cu coeficientul de transfer K și elementul de ordinul doi. O astfel de combinare se folosește dacă este necesar să se introducă legea de reglare derivată. Coeficientul de transfer în cazul acesta nu se schimbă, însă ordinul sistemului se mărește cu unu (în loc de unu devine doi).

CLA și CLF ale sistemului de urmărire

CLA și CLF ale circuitului închis se construiesc după CLA și CLF ale circuitului deschis cu ajutorul nomogramelor (fig. 20-29), calculate pe baza relației:

$$Y_0 = \frac{Y_d}{1+Y_d}.$$

Pe axa ordonatelor $L(\omega)$ și absciselor $\varphi(\omega)$ se iau valorile atenuărilor și fazelor circuitului deschis. Liniile groase continue notate cu cifre pe diagramă arată valorile caracteristicii logaritmice de atenuare $L_0(\omega)$ a circuitului închis (dB). Liniile punctate (cifrate în partea de jos de-a lungul axei absciselor) dau valorile $\varphi_0(\omega)$ ale defazării sistemului închis.

Un punct oarecare (corespunzător pulsației ω) cu ordonatele, de exemplu $L(\omega)=+13$ dB și $\varphi(\omega)=-60°$ al funcției de transfer a circuitului deschis Y_d, determină amplitudinea $L_0(\omega)=-1$ dB și faza $\varphi_0(\omega)=-3°$ a funcției F a circuitului închis. Pentru $L(\omega)>32$ dB, $L_0(\omega)$ este apropiat de 0; pentru $L(\omega)<-24$ dB, $L(\omega)=L_0(\omega)$.

CLA și CLF pentru cazul circuitelor cu reacție. Pentru găsirea CLA și CLF pentru cazul circuitelor cu reacție se face următoarea transformare a funcțiilor de transfer

$$Y_0 = \frac{Y_d}{1+Y_dY_r} = Y_d\frac{A}{1+A} = Y_d \cdot Y_k;$$

unde

$$A = \frac{1}{Y_dY_r}, \quad \text{iar} \quad Y_k = \frac{A}{1+A}.$$

Construirea CLA și CLF se realizează astfel:

— se construiesc CLA și CLF pentru Y;

— se construiesc CLA și CLF pentru Y_r;

— se construiesc CLA și CLF pentru Y_dY_r prin însumarea celor două caracteristici precedente;

— se construiesc CLA și CLF pentru A prin reprezentarea simetrică dată de axa frecvențelor a caracteristicilor CLA și CLF, adică semnele ordonatelor caracteristicilor Y_dY_r trebuie să fie inversate (inversele caracteristicilor CLA și CLF);

— după CLA și CLF inverse, cu ajutorul nomogramei din fig. 20-29 se construiesc CLA și CLF ale elementului Y_k;

— caracteristicile obținute Y_k se însumează cu caracteristicile Y_d, și ca rezultat se obțin CLA și CLF ale funcției F.

Exemplu. Să se construiască CLA și CLF a combinării prin reacție a elementelor:

$$Y_d = \frac{K}{s(T_1s+1)(T_2s+1)}; \quad Y_r = \frac{K_rs}{T_rs+1}.$$

În ramura directă Y_d sînt două elemente aperiodice și unul de integrare; în ramura de reacție este un element de derivare real, cu amplificare (fig. 20-30, a).

Ca urmare a însumării CLA și CLF a ramurei directe $L_{Yd}(\omega)$ și $\varphi_{Yd}(\omega)$ cu elementul echivalent de corecție $L_k(\omega)$ și $\varphi_k(\omega)$ se obține:

a) CLA echivalentă a funcției Y_0 coincide aproape cu axa absciselor pînă la frecvențe 1,5 1/s și apoi, după creștere mică, scade, contopindu-se practic la frecvențe mai mari de 50 1/s cu CLA a ramurei directe;

b) CLF a funcției Y_0 are o creștere bruscă pentru frecvențe medii (3—20 1/s), iar la frecvențe mari coincide cu caracteristica logaritmică de fază a funcției Y_d.

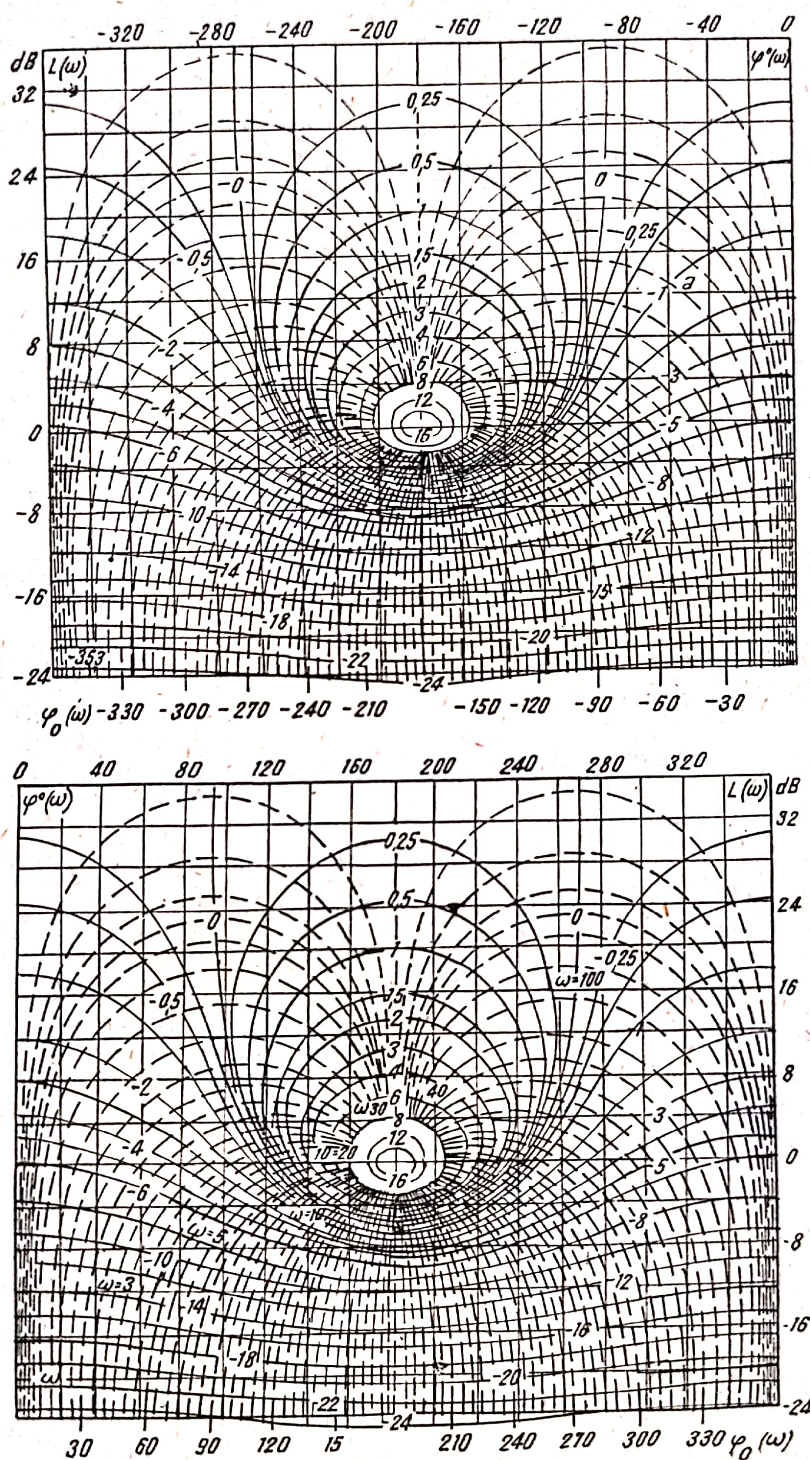


Fig. 20-29. Nomograma pentru determinarea CLA și CLF a unui circuit închis după CLA și CLF ale circuitului deschis.

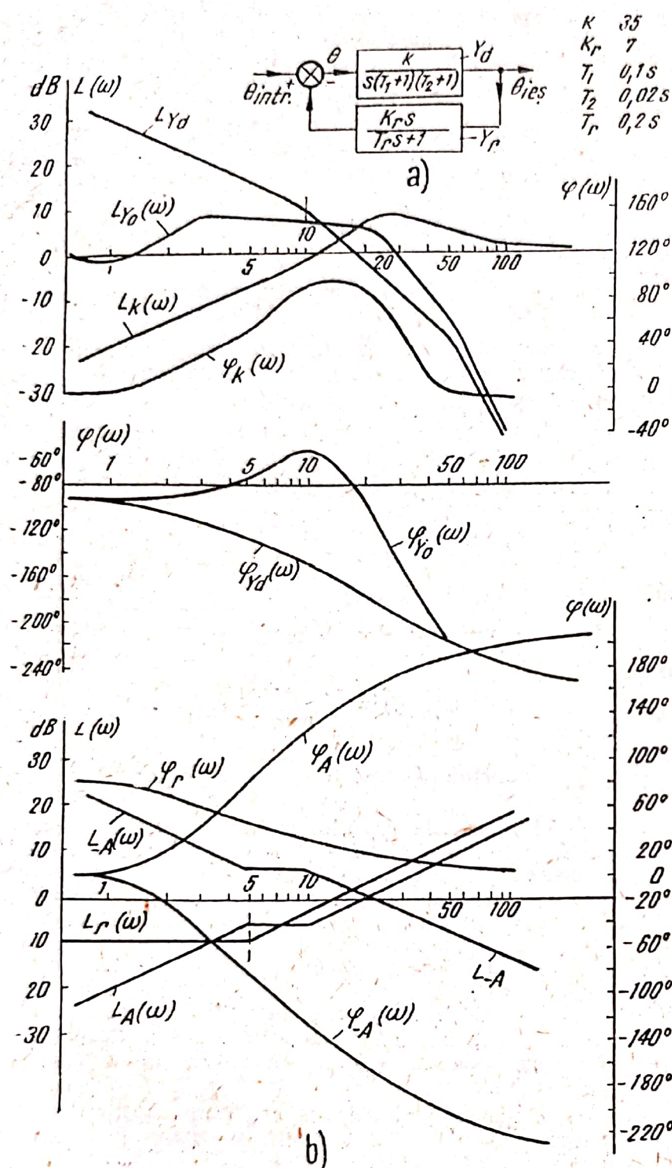


Fig. 20-30. Exemplu de construire a CLA și CLF a unui circuit cu reacție: *a* – schema structurală $\left(Y_d=\frac{\theta_{ieș}}{\theta};\ Y_r=\frac{\theta_{intr}}{\theta_{ieș}}\right)$; *b* – graficele L_{Yd} φ_{Yd} pentru caracteristica logaritmică de atenuare și caracteristica logaritmică de fază a elementului Y_d; L_r, φ_r pentru CLA și CLF ale elementului Y_r; L_{-A}, φ_{-A} pentru CLA și CLF ale produsului elementelor Y_d, Y_r care se găsesc prin reprezentarea sumelor $L_{-A}=L_{Yd}+L_r$; $\varphi_{-A}=\varphi_{Yd}+\varphi_r$; L_A, φ_A – CLA și CLF inverse, $L_A=-L_{-A}$; $\varphi_A=-\varphi_{-A}$ L_k, φ_k – CLA și CLF ale elementului de corecție $L_{Yd}=\frac{A}{1+A}$; se găsește folosind nomogramele din fig. 20-29. Pe nomograma arătată este trasat locul geometric al punctelor corespunzător cu caracteristicile L_A și φ_A. L_{Y_0}, φ_{Y_0} – CLA și CLF rezultante pentru funcția de transfer:

$$Y_0=\frac{\theta_{ieș}}{\theta_{intr}}=\frac{Y_d}{1+Y_dY_r}.$$

4. FUNCȚIILE DE TRANSFER ALE SISTEMELOR DE URMĂRIT

Pentru analiza sistemului de reglare automată se construiește schema lui structurală, adică sistemul se reprezintă sub forma unei îmbinări de elemente dinamice. Funcția de transfer a sistemului urmăritor, după reprezentarea ei prin schemă structurală, se găsește prin folosirea regulilor de transformare a elementelor (p. 467).

Sistemele complexe se reduc la cel mai simplu sistem de urmărire (elementul dinamic cu reacție rigidă) sau la elementul echivalent la care mărimea de intrare este θ_i, iar mărimea de ieșire este θ_e.

In cazul perturbațiilor exterioare, schema structurală este avantajos să se reducă la un singur element echivalent, la care intrarea este perturbația exterioară, iar ieșirea este mărimea de acționare.

Astfel, de exemplu, dacă schema structurală este formată din îmbinarea în serie a trei elemente Y_1, Y_2, Y_3 (fig. 20-31, *a*), atunci ea se reprezintă printr-un sistem echivalent urmăritor cu aceleași mărimi θ_{intr}, $\theta_{ieș}$ și θ ca și la sistemul inițial, iar cele trei elemente se înlocuiesc printr-un singur element $Y=Y_1Y_2Y_3$. In mod analog se transformă sistemele mai complexe (de exemplu cele din fig. 20-31, *d*).

Funcția de transfer a elementului dinamic echivalent determină toate proprietățile de bază ale sistemului de reglare automată.

Unele dintre aceste proprietăți pot fi stabilite direct după forma (aspectul) funcției de transfer, fără nici un fel de analiză preliminară.

Funcția de transfer a circuitului deschis

$$Y_d(s)=\frac{\theta_{ieș}(t)}{\theta(t)}=\frac{M(s)}{R(s)},$$

este raportul (scris sub formă simbolică) dintre mărimea de ieșire $\theta_{ieș}$ și mărimea de acționare θ a sistemului de urmărire redus la un element cu reacție rigidă:

$M(s)$ și $R(s)$ sînt polinoame în s:

$$M(s)=b_0s^m+bs^{m-1}+\ldots+b_m;$$

$$R(s)=c_0s^n+c_1s^{n-1}+\ldots+c_n.$$

Dacă în sistemul redus la sistemul de urmărire simplu există k elemente de integrare, atunci polinomul $R(s)$ conține factorul s^k. Aceasta înseamnă că în $R(s)c_n=c_{n-1}=\ldots=c_{n-K+1}=0$ și deci,

$$R(s)=s^kR_1(s),$$

unde $R_1(s)$ nu conține rădăcini nule, adică $R_1(0)\neq0$.

Se numește **static** sistemul care după reducerea la elementul dinamic cu reacție rigidă nu conține elemente de integrare.

Se numeşte **astatic** sistemul care după reducerea la elementul dinamic cu reacţie rigidă conţine $k(k\geqslant 1)$ elemente de integrare.

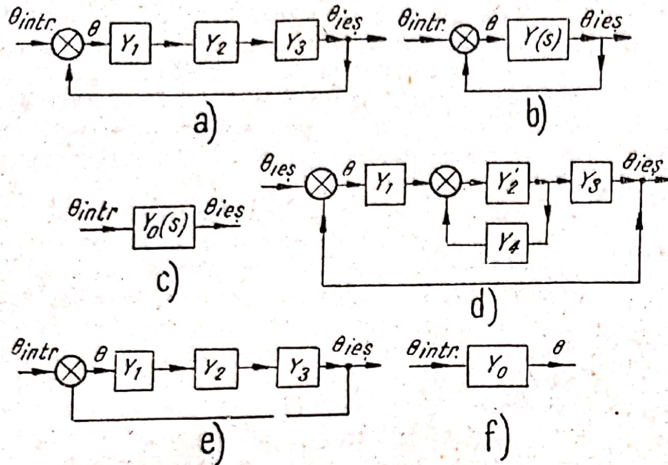


Fig. 20-31. Transformarea schemelor structurale: *a* – schema structurală a sistemului format din trei elemente Y_1, Y_2, Y_3; *b* – sistemul de urmărire cel mai simplu la care se reduce sistemul (*a*) prin înmulţirea funcţiilor de transfer Y_1, Y_2, Y_3; $Y=Y_1Y_2Y_3$ – funcţia de transfer a circuitului deschis; *c* – elementul echivalent la care se reduce schema (*b*) $Y_0(s)=\frac{\theta_{ieș}}{\theta_{intr}}=\frac{Y_d}{1+Y_d}$ funcţia de transfer a circuitului închis; *d* – schema structurală a sistemului care conţine elementul Y_4 din circuitul de reacţie secundar; *e* – acelaşi sistem după transformarea $Y_2=\frac{Y'_2}{1+Y'_2Y_4}$ [schema (*e*) se reduce apoi pe rînd la schemele (*b*) şi (*c*)]; *f* – schema structurală pentru determinarea variaţiei mărimii de acţionare θ din sistemul închis, cu mărimea de intrare θ_{intr} $\left(Y_{0\theta}=\frac{\theta}{\theta_{intr}}=\frac{1}{1+Y}\right.$ este funcţia de transfer a mărimii de acţionare$\left.\right)$.

Numărul k se numeşte ordinul astatismului.

In sistemul static $k=0$. Pentru sistemul astatic (cu astatism de ordinul k)

$$Y_d(s)=\frac{M(s)}{s^kR_1(s)},$$

unde $R_1(s)$ nu conţine rădăcini nule.

Practic k nu este mai mare de $2\ldots3$.

Funcţia de transfer a circuitului închis

$$Y_0=\frac{\theta_{ieș}(t)}{\theta_{intr}(t)}=\frac{Y_d(s)}{1+Y_d(s)}=\frac{M(s)}{N(s)} \qquad (20\text{-}10)$$

este raportul notat sub formă simbolică dintre mărimea de ieşire $\theta_{ieș}$ şi mărimea de intrare θ_{intr}.

In sistemele de urmărire $M(s)$ şi $N(s)$ sînt polinoame în s:

$$M(s)=b_0s^m+b_1s^{m-1}+\ldots+b_m;$$

$$N(s)=a_0s^n+a_1s^{n-1}+\ldots+a_n,$$

iar pentru sistemele reale $m\leqslant n$.

Caracteristica atenuare-fază a sistemului se găseşte prin substituirea lui s cu $j\omega$:

$$Y_0(j\omega)=\frac{Y_d(j\omega)}{1+Y_d(j\omega)}=P(\omega)+jQ(\omega),$$

unde: $P(\omega)$ este caracteristica de frecvenţă reală;

$Q(\omega)$ — caracteristica de frecvenţă imaginară.

Funcţia de transfer a mărimii de acţionare

$$Y_{0\theta}=\frac{\theta(t)}{\theta_{intr}(t)}=\frac{1}{1+Y_d(s)} \qquad (20\text{-}11)$$

este raportul notat sub formă simbolică, dintre mărimea de acţionare θ a sistemului de urmărire închis şi mărimea de intrare θ_{intr}.

Funcţia de transfer a semnalului de acţionare la ieşire a elementului de ordinul $i(\theta_{intr})$ raportat la mărimea de intrare $\theta_{i.ieș}$ este egală cu

$$Y_{0\theta_{i\,ieș}/\theta_{i.intr}}=\frac{Y_1Y_2\ldots Y_i}{1+Y_d},$$

adică raportul dintre produsul elementelor pînă la ordinul i, unde se obţine semnalul de ieşire X şi $1+Y_d$.

Prin urmare

$$\theta_{i.ieș}(t)=\frac{Y_1Y_2\ldots Y_i}{1+Y}\,\theta_{intr}(t). \qquad (20\text{-}12)$$

Funcţiile de transfer în cazul perturbaţiilor

Sistemul de urmărire trebuie să reproducă cît mai precis mărimea de intrare şi să acţioneze cît mai eficace împotriva perturbaţiilor exterioare, aplicate întregului sistem sau oricărui element al sistemului. Perturbaţiile pot fi: forţele exterioare, aplicate obiectului şi care duc la abateri ale mărimii de ieşire, variaţia condiţiilor de lucru ale sistemului (de exemplu a temperaturii), acţiunea paraziţilor radio etc. Astfel, în cazul oscilaţiilor de temperatură, se schimbă frecvenţa heterodinei în sistemul RAF. Datorită acţiunii sistemului RAF abaterea frecvenţei intermediare de la valoarea nominală va fi micşorată substanţial.

Acţiunea perturbaţiilor exterioare asupra diferitelor elemente ale sistemului de urmărire cauzează apariţia unor mărimi de acţionare suplimentare $\theta_{p1}, \theta_{p2}, \theta_{pe}\ldots, \theta_{pn}, \theta_{p.ieș}$ care se adaugă la mărimile de acţionare care au loc în sistem şi acţionează la intrarea elementului $1, 2\ldots n$ şi la ieşirea sistemului (fig. 20-32).

Mărimea de acţionare $\theta(t)$ în prezenţa perturbaţiilor este:

$$\theta(t)=\frac{1}{1+Y_d(s)}\,\theta_i(t)-\frac{1}{1+Y_d(s)}\,[Y_1Y_2\ldots Y_n\theta_{p1}+$$

$$+Y_2Y_3\ldots Y_n\theta_{p2}+\ldots+Y_{n-1}Y_n\theta_{p\,(n-1)}+Y_n\theta_{pn}+\theta_{pieș}].$$

Perturbaţia aplicată la ieşirea sistemului, în lipsa mărimii de intrare, produce mărimea de acţionare

$$\theta(t)=-\frac{1}{1+Y_d(s)}\,\theta_{p\,ieș}. \qquad (20\text{-}13)$$

Funcţia de transfer pentru perturbaţia aplicată la ieşire este egală cu:

$$Y_{0\theta/\theta_{p\,ieş}}=\frac{\theta(t)}{\theta_{p.ieş}(t)}=-\frac{1}{1+Y_d(s)}=-Y_{00}.$$

Pentru perturbaţia aplicată numai la intrare (în lipsa mărimii de intrare θ_{intr}):

$$\theta(t)=-\frac{Y_d}{1+Y_d}\theta_{p1}.$$

Corespunzător, funcţia de transfer va fi:

$$Y_{0\theta/\theta_{p1}}=\frac{\theta(t)}{\theta_p(t)}=-\frac{Y_d(s)}{1+Y_d(s)}=-Y_0(s).$$

Deseori perturbaţiile exterioare acţionează asupra elementului automatizat. Raportul dintre variaţia mărimii de ieşire $\theta_{p\,ieş}$ produsă de perturbaţia exterioară, aplicată obiectului (în lipsa regulatorului) şi perturbaţia p, notată sub formă simbolică, reprezintă funcţia de transfer a elementului automatizat la o perturbaţie exterioară $F_p(s)=\frac{\theta_{p\,ieş}}{p}$ (fig. 20-32, *b*). In majoritatea cazurilor $F_p(s)$ se deosebeşte de funcţia de transfer a obiectului $F(s)$ numai prin coeficientul de scară K_p, adică $F_p(s)=K_pF(s)$. In circuitul închis de reglare, $\theta_{ieş}$ va conţine o componentă suplimentară $\theta_{p.ieş}=pF(s)$, ceea ce se reflectă şi în schema structurală din fig. 20-32, *c* şi *d*.

Corespunzător relaţiei (20-31) mărimea de acţionare în sistem, produsă numai de acţiunea paraziţilor p va fi egală cu:

$$\theta(t)=\frac{1}{1+Y_d(s)}\theta_{p.ieş}=-\frac{pFp(s)}{1+Y_d(s)},$$

unde $Y_d(s)=B(s)F(s)$ este funcţia de transfer a sistemului deschis (fig. 20-32, *c*, *d*); pentru cazul $F_p(s)=K_pF(s)$,

$$\theta(t)=-\frac{pK_pF(s)}{1+Y_d(s)} \tag{20-14}$$

şi schema structurală se reprezintă mai avantajos sub forma din fig. 20-32, *d*.

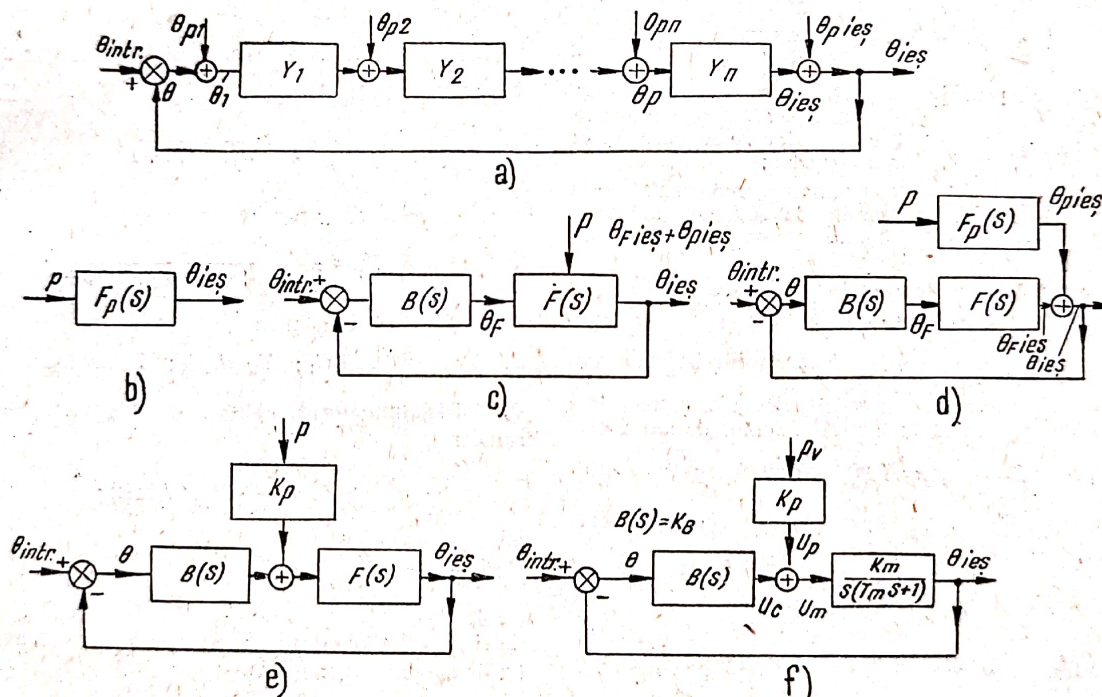


Fig. 20-32. Schemele structurale în cazul perturbaţiilor exterioare:

a – perturbaţiile $\theta_{p1}, \theta_{p2}, \ldots \theta_{pn}, \theta_{p\,ieş}$ aplicate în diferite punctele ale sistemului; *b* – schema structurală a elementului automatizat la acţiunea perturbaţiei p $F_p(s)$ este funcţia de transfer a elementului automatizat în raport cu perturbaţia; *c* – schema structurală a sistemului la acţiunea perturbaţiei „p“ asupra elementului automatizat $B(s)$ – funcţia de transfer a tuturor elementelor ce preced elementul automatizat; θ_F şi $\theta_{F\,ieş}$ mărimile de intrare şi ieşire ale elementului automatizat neţinînd seama de acţiunea perturbaţiei exterioare; *d* – schema structurală totală a sistemului ţinînd seama de perturbaţie; *e* – schema structurală transformată a sistemului în cazul cînd F_p şi F se deosebesc prin scara aleasă; *f* – schema structurală a radiogoniometrului automat ţinînd seama de acţiunea vîntului $p=p_v$ (vîntul duce la variaţia suplimentară a unghiului de rotire al antenei, ceea ce este echivalent cu introducerea tensiunii suplimentare U_p la intrarea motorului; K_p – coeficientul de transfer al motorului ţinînd cont de reductor.

Exemplul 1. In cazul oscilaţiilor temperaturii $\Delta t°$ (perturbaţia exterioară $p=\Delta t°$) variază frecvenţa heterodinei receptorului $\theta_{p\,ieş}=\Delta f_{hp}$

Funcţia de transfer $F_p(s)$ a perturbaţiei exterioare este coeficientul $K_p=\frac{\Delta f_{hp}}{\Delta t°}$, care arată variaţia frecvenţei heterodinei la variaţia temperaturii cu 1 °C.

In sistemul RAF (p. 498) variațiile de temperatură cu 1 °C vor duce la abaterea frecvenței intermediare nu cu Δf_{hp}, ci cu mărimea $\theta=\Delta f_i$ și conform relației (20-14) rezultă:

$$\Delta f_i=-\frac{\Delta f_{hp}}{1+Y_d(s)}=-\frac{K_t \Delta t^\circ}{1+KY_f(s)}.$$

Exemplul 2. Datorită acțiunii vîntului asupra antenei radiogoniometrului automat apare un unghi de abatere suplimentar θ între axa antenei și direcția stației radio. Acțiunea vîntului în cazul cînd lipsește reacția (adică în cazul deconectării sistemului automat de urmărire funcție de unghi, dar în prezența curentului de excitație a motorului și cu înfășurarea rotorului cuplată) duce la deplasarea antenei, rotorului și a părților mobile ale reductorului cu unghiul $\theta_{p\ ieș}$, legat de intensitatea vîntului p_v prin relația:

$$\theta_{p\ ieș}=p_v F_p(s)=p_v\frac{K_v}{s(T_m s+1)},$$

în care: K_v[rad/kg · sec] este raportul dintre viteza unghiulară de rotire a antenei și intensitatea vîntului, care acționează asupra antenei;

T_m — constanta electromecanică a sistemului de acționare a antenei (ținînd seama de inerția antenei).

Deoarece funcția de transfer $F_p(s)$ se desebește de constanta de timp a motorului de execuție (ținînd seama și de reductor) $F(s)=\frac{K_m}{s(T_m s+1)}$ numai printr-un factor constant, schema structurală este avantajos s-o reprezentăm sub forma din fig. 20-32, *e*; aici coeficientul de scară este $K_p=\frac{K_v}{K_m}$, iar $u_p=\frac{K_v}{K_m}p_v=K_p p_v$ reprezintă tensiunea echivalentă a paraziților, astfel încît abaterea sistemului cînd $\theta_{intr}=0$ este

$$\theta=-\frac{p_v K_p K_m}{s(T_m s+1)+K},$$

unde $K=K_v K_m$ este coeficientul de transfer al circuitului deschis.

5. INTOCMIREA SCHEMELOR STRUCTURALE. LINIARIZAREA ECUAȚIILOR

Inaintea efectuării analizei sistemului de reglare automată este necesar ca el să fie reprezentat sub formă de schemă structurală, adică sub forma unei combinări de elemente dinamice simple.

O astfel de reprezentare permite să se stabilească proprietățile generale ale sistemului de reglare automată și să se determine căile de îmbunătățire a lor.

Schemele structurale se întocmesc prin metoda separării în schema funcțională a elementelor dinamice, care posedă proprietăți unidirecționale și independente. In cazurile cînd aceasta este greu de făcut, se scriu ecuațiile (sub formă simbolică) care descriu procesele în părțile componente ale sistemului, după care se construiește apoi schema structurală.

Dacă sistemul conține elemente neliniare, atunci urmează să se efectueze în prealabil (dacă aceasta este posibil) liniarizarea lor prin înlocuirea caracteristicii neliniare prin segmentul de tangentă dus la caracteristica neliniară în punctul de funcționare ales (v. fig. 20-11).

Mai jos se dau cîteva exemple de întocmire a schemelor structurale.

Sistemul de reglare electronică automată a frecvenței heterodinei (pp. 455, 499)

Sistemul de comandă a oscilațiilor (tubul de reactanță și heterodina) se caracterizează prin coeficientul K_c [kHz/V].

$$Y_c=\frac{\Delta f_h}{u_c}=K_c.$$

Filtrul *RC*, care precede sistemul de comandă, se caracterizează prin funcția de transfer

$$Y_f=\frac{u_c}{u_f}=\frac{1}{Ts+1},$$

$T=RC$ în cazul unui singur element,

$$Y_f=\frac{1}{T_1T_2s^2+(T_1+T_2+T_c)s+1}$$

în cazul a două elemente:

$$T_1=R_1C_1;\quad T_2=R_2C_2;\quad T_c=R_1C_2.$$

Discriminatorul este determinat de funcția de transfer

$$Y_{dc}=\frac{u_{dc}}{\Delta f}K_{dc}\ (\text{V/kHz});$$

aici

$$\Delta f=f_i-f_0;$$

f_0 este frecvența de trecere a discriminatorului, egală cu diferența valorilor nominale a frecvențelor semnalului f_{s0} și a heterodinei f_{h0}: $f_0=f_{s0}-f_{h0}$.

Frecvența intermediară f_i este diferența frecvențelor semnalului și heterodinei [1]):

$$f_i=f_s-f_h.$$

Presupunînd că elementele analizate sînt reciproc independente le unim într-un circuit a cărui mărime de intrare este Δf, iar mărime de ieșire Δf_h (v. fig. 20-33, *a*). Abaterea de frecvență Δf a frecvenței intermediare de la frecvența de trecere a discriminatorului se formează în urma scăderii din f_i a frecvenței f_0, iar f_i se formează la rîndul său prin scăderea din f_s a frecvenței f_h. Pentru obținerea lui f_h este suficient ca la Δf_h să se adauge frecvența f_{h0}. Ca urmare se formează circuitul de reglare

[1]) Se presupune că s-a făcut acordul inferior al heterodinei, adică $f_s>f_h$.

închis. Schema structurală obținută se va simplifica mult, dacă se reprezintă pentru abateri, ținîndu-se seama că Δf se poate exprima ca diferența:

$$\Delta f = f_s - f_h - f_0 = f_s - f_{s0} - f_h - f_{h0} = \Delta f_s - \Delta f_h,$$

unde

$$\Delta f_s = f_s - f_{s0}; \quad \Delta f_h = f_h - f_{h0}.$$

În continuare este mai avantajos să folosim ultima schemă structurală (fig. 20-33, *b*).

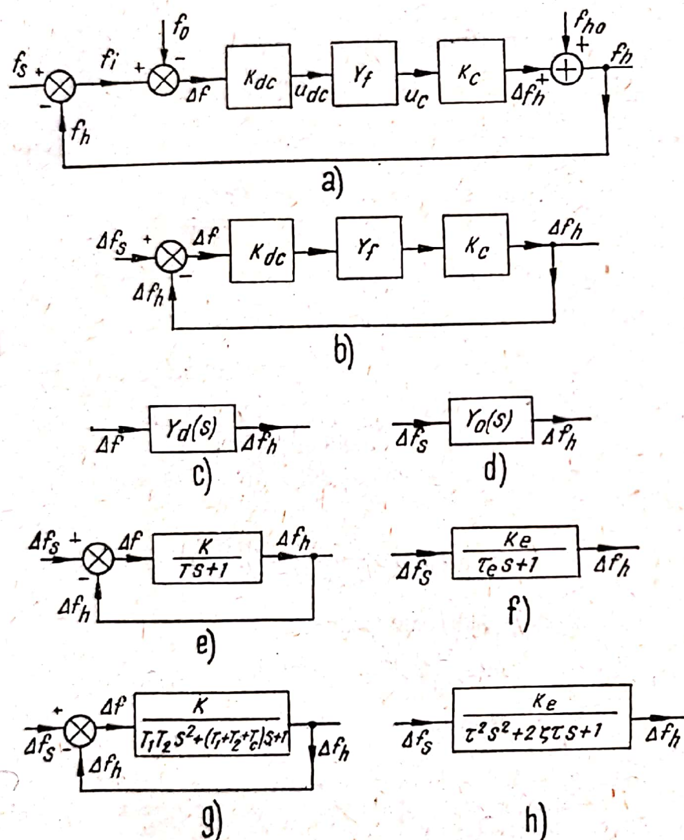


Fig. 20-33. Sistemul electronic de comandă automată a frecvenței:
a – schema structurală; *b* – $Y_c = K_c$ – dispozitiv de comandă – element proporțional (de amplificare); Y_f – filtru – element aperiodic; $Y_{dc} = K_{dc}$ – discriminatorul de frecvență – element proporțional; *b* – schema structurală simplificată (funcție de abateri); *c, d* – schemele transformate ale circuitelor deschis și închis; *e* – schema structurală a sistemului de comandă automată a frecvenței cu filtru *RC* cu un singur element; $K = L_0 K_c K_{dc}$; $T = RC$; *f* – schema structurală echivalentă a circuitului închis $Y_d = K_c K_{dc} Y_f$; $Y_0 = \frac{K_c K_{dc} K_f}{1 + K_c K_{dc} K_f}$; cu filtru cu un singur element $K_e = \frac{K}{1+K}$; $\tau_e = \frac{T}{K+1}$; *g* – schema structurală a circuitului de comandă automată a frecvenței cu filtru cu două elemente; $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = R_2C_2$; $T_c = R_1C_2$; *h* – schema structurală echivalentă a circuitului închis de comandă automată a frecvenței cu filtru cu două elemente:

$$\tau = \sqrt{\frac{T_1 T_2}{K+1}}; \quad \zeta = \frac{T_1 + T_2 + T_c}{2\sqrt{T_1 T_2 (K+1)}}; \quad K_e = \frac{K}{1+K}.$$

Funcțiile de transfer ale circuitului deschis și închis sînt egale corespunzător cu

$$Y_d = \frac{\Delta f_h}{\Delta f} = K Y_f$$

și

$$Y_0 = \frac{\Delta f_h}{\Delta f_s} = \frac{K Y_f}{1 + K Y_f},$$

unde $K = K_c K_{dc}$ este un coeficient fără dimensiuni.

Pentru sistemul cu filtru cu un singur element (element aperiodic cu reacție)

$$Y_0 = \frac{K_e}{\tau_e s + 1},$$

unde

$$K_e = \frac{K}{K+1}; \quad \tau_e = \frac{RC}{K+1}.$$

Pentru sistemul cu filtru cu 2 elemente

$$Y_d = \frac{K}{T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2 + T_c)s + 1};$$

$$Y_0 = \frac{K_e}{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1},$$

unde

$$K_e = \frac{K}{K+1};$$

$$\tau = \sqrt{\frac{T_1 T_2}{K+1}};$$

$$\zeta = \frac{T_1 + T_2 + T_c}{2\sqrt{T_1 T_2 (K+1)}}.$$

Deoarece numitorul funcției de transfer $Y_d(s)$ nu conține factori *s* (nu există elemente de integrare), sistemul RAF este un sistem static.

Circuitul închis RAF cu filtru cu un singur element este echivalent cu un element aperiodic cu coeficient de transfer $\frac{K}{K+1}$ și cu constanta de timp τ, de $K+1$ ori mai mică decît constanta de timp a filtrului T. Sistemul cu filtru cu 2 elemente este echivalent cu un element de ordinul doi.

Proprietățile sistemelor cercetate sînt determinate de caracteristicile elementelor: aperiodic și de ordinul doi (pp. 458 și 460).

Radiogoniometrul automat

Tensiunile la ieșirea detectorului de fază al radiogoniometrului pentru abateri mici sînt proporționale cu unghiul de deviere a stației de emisie față de axa OO: $u = K_1\theta$.

Porțiunea schemei de la punctul de obținere a mărimii de acționare (abaterii) pînă la ieșirea *DF* se reprezintă printr-un element proporțional K_1. Coeficientul K_1 [V/grad] depinde în general de panta diagramei de directivitate în punctul de lucru *O* și, de asemenea,

de amplificarea *DF*. Mai departe urmează amplificatorul cu coeficientul K_2 și motorul cu funcția de transfer $\frac{K_m}{s(T_m+1)}$ (v. p. 464), iar K_m [grad/V·s] este coeficientul de transfer al motorului ținînd seama și de reductor. Ținînd seama că $\theta=\theta_{intr}-\theta_{ieș}$, se obține sistemul urmăritor, a cărui schemă

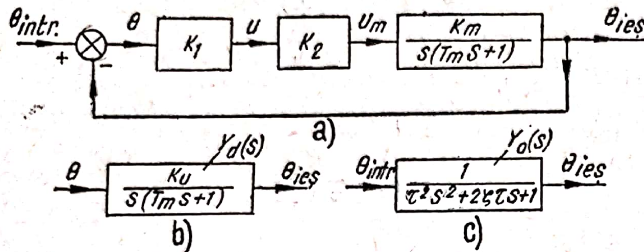


Fig. 20-34. Radiogoniometrul automat:
a – schema structurală; *b* – schema transformată a sistemului deschis ($K_v=K_1K_2K_m$); *c* – schema transformată a sistemului închis.

structurală este compusă din trei elemente (fig. 20-34): de amplificare, cu coeficientul de transfer $K_v=K_1K_2K_m$ (dimensiunea 1/s), de integrare $\frac{1}{s}$ și aperiodic $\frac{1}{T_m s+1}$.

Circuitul închis este caracterizat prin funcția de transfer:

$$Y_0(s)=\frac{K_v}{s(T_m s+1)+K_v}=\frac{1}{\tau^2 s^2+2\zeta\tau s+1},$$

unde

$$\tau=\sqrt{\frac{T_m}{K_v}};$$

$$\zeta=\frac{1}{2\sqrt{T_m K_v}}.$$

Sistemul este echivalent cu elementul dinamic de ordinul 2, ale cărui proprietăți sînt studiate la p. 461. Aceleași funcții de transfer caracterizează și sistemul RAF cu servomotor (p. 500).

Cînd se ia în considerație și inerția detectorului de fază, în schema structurală se adaugă elementul aperiodic cu constanta de timp *T*, în urma cărui fapt gradul polinoamelor Y_d și Y_0 se mărește cu unu:

$$Y_d(s)=\frac{K_v}{s(T_m s+1)(T_s+1)};$$

$$Y_0(s)=\frac{K_v}{s(T_m s+1)(Ts+1)+K_v}.$$

Sistemul studiat este astatic, întrucît conține un element de integrare (factorul *s* la numitorul lui $Y_d(s)$).

20-3. STABILITATEA SISTEMELOR DE REGLARE AUTOMATĂ

Un sistem de reglare automată își poate realiza funcțiile dacă este stabil. Aceasta este o condiție necesară pentru funcționarea sistemului.

Analiza stabilității se face pe baza studierii ecuațiilor matematice ce caracterizează comportarea sistemului. De aceea, trebuie să fie formulată condiția matematică de stabilitate utilă, pentru analiza ecuațiilor. Mai avantajoasă și mai larg folosită este determinarea stabilității formulată de A. A. Liapunov.

Pentru a stabili dacă starea de echilibru este stabilă este necesar a se aplica sistemului o perturbație oarecare (să se abată sistemul de la starea de echilibru) și să se studieze comportarea sistemului după înlăturarea perturbației (adică mișcarea propriu-zisă a sistemului).

Pentru sistemele liniare este suficientă următoarea condiție de stabilitate.

Sistem liniar stabil — după oprirea acțiunii forțelor de perturbație sistemul tinde către starea inițială, adică abaterile inițiale tind către zero.

Sistem liniar instabil — prin proprie acțiune se îndepărtează de starea de echilibru în așa fel, încît abaterea crește continuu în timp.

Sistemul real instabil îndepărtîndu-se de starea de echilibru trece cu timpul în regim neliniar. Deseori în aceste cazuri apar autooscilații.

Pentru sistemele neliniare este necesar a se vorbi în afară de acestea de gradul abaterilor inițiale, întrucît sistemul poate avea cîteva stări de echilibru, dintre care unele sînt stabile, iar altele nu.

In continuare se studiază numai sistemele liniare.

O cale directă pentru determinarea stabilității unui sistem constă în formarea ecuației ce caracterizează comportarea sistemului și studierea soluțiilor acestei ecuații.

Ecuația diferențială se formează pe baza funcției de transfer a sistemului închis:

$$Y_0(s)=\frac{\theta_{ieș}(t)}{\theta_{intr}(t)}=\frac{M(s)}{N(s)},$$

unde $M(s)$ și $N(s)$ sînt polinoame în *s*.

$$M(s)=b_0 s^m+b_1 s^{m-1}+\ldots+b_m;$$

$$N(s)=a_0 s^n+a_1 s^{n-1}+\ldots+a_n$$

(iar pentru sistemele reale $m\leqslant n$).

Ecuația diferențială care caracterizează oscilațiile libere în sistem are forma:

$$N(s)\theta_{ieș}=0,$$

sau

$$(a_0 s^n+a_1 s^{n-1}+\ldots+a_n)\,\theta_{ieș}=0.$$

Mișcarea sistemului va fi amortizată, iar sistemul va fi stabil, dacă părțile reale ale rădăcinilor ecuației caracteristice

$$a_0\lambda^n+a_1\lambda^{n-1}+\ldots+a_n=0$$

(obținută prin înlocuirea în $N(s)=0$ a operatorului *s* cu parametrul λ) vor fi negative.

Dacă măcar o singură rădăcină are partea reală pozitivă, sistemul va fi instabil.

In practică, pentru determinarea stabilității sistemului liniar se folosesc criteriile de stabilitate, adică regulile cu ajutorul cărora se poate determina dacă sistemul este stabil, fără a se apela la rezolvarea ecuațiilor diferențiale.

CRITERII DE STABILITATE

Criteriul algebric (Routh-Hurwitz)

Pentru determinarea stabilității se scrie funcția de transfer a circuitului închis: $Y_0 = \frac{M(s)}{N(s)}$.

Sistemul de reglare automată va fi stabil dacă toți coeficienții $a_0, a_1, \ldots, a_n$ ai numitorului funcției de transfer a circuitului închis

$$N(s) = a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \ldots + a_n$$

sînt pozitivi (condiție necesară) și, în plus, dacă se realizează următoarele inegalități:

$a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0$ pentru sistemul de ordinul trei ($n=3$);

$a_1 a_2 a_3 - a_1^2 a_4 - a_0 a_3^2 > 0$ pentru sistemul de ordinul 4 ($n=4$);

$a_1 a_2 a_3 a_4 - a_1 a_2^2 a_5 - a_0 a_3^2 a_4 + a_0 a_2 a_3 a_5 - a_1^2 a_4^2 + 2a_0 a_1 a_4 a_5 - a_0^2 a_5^2 > 0$ pentru sistemul de ordinul 5 ($n=5$).

Nerealizarea inegalităților arătate mai sus indică instabilitatea sistemului.

La realizarea condiției necesare (coeficienții pozitivi și diferiți de zero) sistemele caracterizate de ecuațiile de ordinul 1 și 2 sînt stabile.

Exemplul 1. Goniometrul automat cu filtru cu constanta de timp T (p. 477).

Funcțiile de transfer ale circuitului deschis, respectiv închis vor fi:

$$Y_d(s) = \frac{\theta_e}{\theta} = \frac{K_v}{TT_m s^3 + (T+T_m)s^2 + s}; \quad (20\text{-}15)$$

$$Y_0(s) = \frac{\theta_e}{\theta_i} = \frac{K_v}{TT_m s^3 + (T_m+T)s^2 + s + K_v}; \quad (20\text{-}16)$$

prin urmare:

$$N(s) = T_m T s^3 + (T_m+T)s^2 + s + K_v;$$

în acest caz

$$a_0 = T_m T; \quad a_1 = T_m + T; \quad a_2 = 1; \quad a_3 = K_v,$$

Condițiile de stabilitate sînt:

$$a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0; \quad T_m + T - T_m T K_v > 0$$

sau

$$K_v < \frac{1}{T_m} + \frac{1}{T} = K_{cr}. \quad (20\text{-}17)$$

Dacă K_v nu satisface ultima inegalitate (adică $K_v > K_{cr}$) sistemul devine instabil. În cazul dat se vor observa oscilațiile antenei. Amplitudinea lor crește pînă la o oarecare mărime, după care în sistem se stabilesc autooscilații.

Exemplul 2. Sistemul RAF cu motor; filtrul are constanta de timp T (p. 500).

Sistemul se caracterizează prin aceleași funcții de transfer (20-15) și (20-16). Condiția de stabilitate rămîne (20-17) aceeași. La nerespectarea ei ($K > K_{cr}$) sistemul devine instabil. Însă această instabilitate se manifestă întrucîtva altfel decît în exemplul 1: sistemul „iese" din regimul de reglare și acțiunea lui de reglare slăbește brusc.

Criteriul de frecvență (atenuare-fază) (Nyquist-Mihailov)

Criteriul permite să se determine stabilitatea circuitului de reglare închis după caracteristicile atenuare-fază sau logaritmice ale sistemului deschis.

Determinările arătate mai jos se referă la sistemele stabile în stare deschisă.

Determinarea stabilității după caracteristicile atenuare-fază

Dacă punctul cu coordonatele (—1, j0) nu este cuprins de conturul format de caracteristica atenuare-fază și semiaxa reală pozitivă, sistemul închis este stabil; dacă punctul (—1, j0) este plasat în interiorul conturului, sistemul este instabil (fig. 20-35)*).

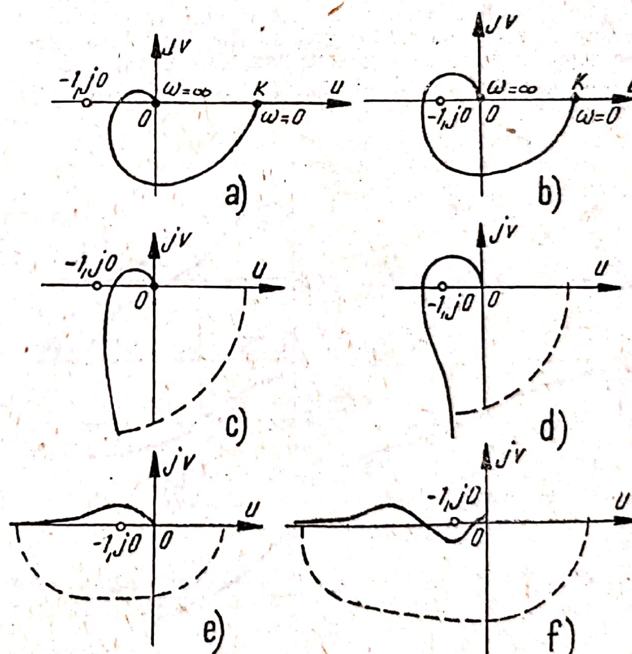


Fig. 20-35. Folosirea caracteristicilor de amplitudine și fază pentru determinarea stabilității sistemelor urmăritoare:
a — sistem stabil cu funcție de transfer a sistemului deschis de forma $Y_d = \frac{K_v}{[T_1 s+1][T_2 s+1][T_3 s+1]}$;
b — sistem instabil cu funcția de transfer de aceeași formă;
c — sistem stabil cu funcția de transfer a circuitului deschis de forma $Y_d = \frac{K}{s[T_1 s+1][T_2 s+1]}$;
d — sistem instabil cu funcția de transfer de aceeași formă;
e — sistem instabil cu funcția de transfer care are la numitor factorul s^2; *f* — sistemul stabil de aceeași formă.

*) La găsirea punctului —1, j0 pe caracteristică este rațional să se considere sistemul instabil, întrucît cea mai mică mărire a coeficientului de amplificare a sistemului va avea ca rezultat cuprinderea punctului de către contur.

În cazul în care sistemul conține elemente de integrare, iar caracteristica atenuare-fază cînd $\omega \to 0$ tinde către ∞, pentru formarea conturului închis este necesar a se trasa arcul de cerc cu rază infinită de la semiaxa pozitivă reală pînă la ramura depărtată la infinit a caracteristicii în sensul acelor de ceasornic (fig. 20-35, *c, e*).

Caracteristicile atenuare-fază ale sistemelor, pentru care funcția de transfer are aspectul unui element aperiodic, sau a unui element de ordinul 2, nu cuprind punctul -1, $j0$ pentru nici un $K > 0$; de aceea, ele sînt stabile cînd $K > 0$.

Determinarea stabilității după CLA și CLF

Circuitul închis este stabil dacă la frecvența pentru care $\varphi = -\pi$, ordonata CLA a circuitului deschis are o valoare negativă. Dacă circuitul deschis este stabil, iar CLF întretaie dreapta $-\pi$ în cîteva puncte, sistemul va fi stabil dacă $L(\omega) < 0$ pentru $\varphi = -\pi$ corespunzător punctului de intersecție cel mai din dreapta.

Criteriul de frecvență se folosește mult în practică datorită faptului că construirea CLA și CLF ale circuitelor deschise de obicei nu produc greutăți. În practică se folosesc noțiunile de rezervă de stabilitate, care caracterizează depărtarea caracteristicii atenuare-fază de punctul critic (-1, $j0$).

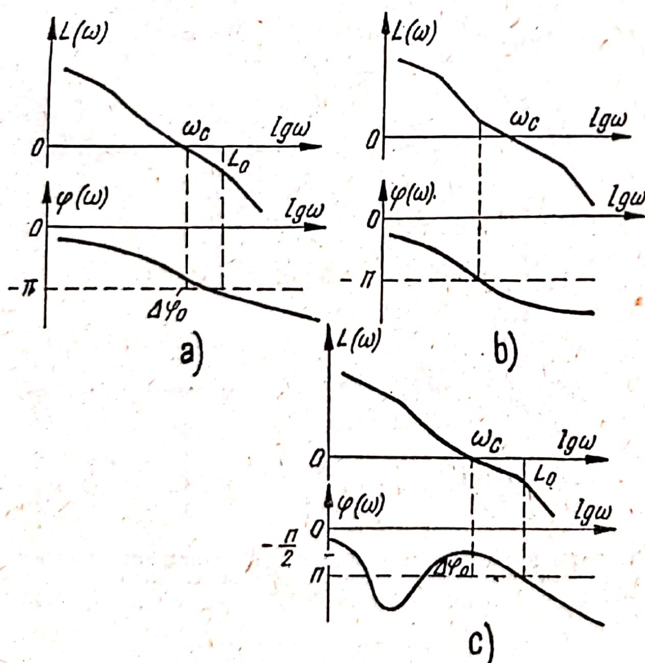


Fig. 20-36. Folosirea CLA și CLF pentru determinarea stabilității: *a* – sistemul este stabil (L_0 și $\Delta\varphi_0$ – rezerva de stabilitate de atenuare-fază); *b* – sistemul este instabil; *c* – sistemul este stabil.

Rezerva de stabilitate de atenuare L_0 reprezintă numărul de decibeli cu care trebuie mărită amplificarea la frecvența corespunzătoare defazării $\varphi = -\pi$ pentru ca sistemul să-și piardă stabilitatea. Pe CLA L_0 este cuprins între axa absciselor și ordonata CLA pentru frecvența corespunzătoare defazării $-\pi$.

Rezerva de stabilitate de fază este unghiul $\Delta\varphi_0 = 180° - |\varphi(\omega_c)|$ unde ω_c este pulsația de intersecție, adică pulsația pentru care CLA întretaie axa absciselor (modulul caracteristicii atenuare-fază este egal cu 1). Pe caracteristica logaritmică de fază $\Delta\varphi_0$ este unghiul cu care caracteristica de fază trece peste dreapta $\varphi = -\pi$ în dreptul pulsației de intersecție ω_c.

În cazul unei bune calități a procesului de reglare, de obicei se realizează condițiile $L_0 \geqslant 10$ dB, $\Delta\varphi_0 \geqslant 30 \ldots 45°$.

Mărimile $\Delta\varphi_0$ și L_0 se folosesc de asemenea pentru aprecierea calității reglării.

2. INFLUENȚA ELEMENTELOR DE CORECȚIE ASUPRA STABILITĂȚII

Pentru a da sistemului stabilitatea și calitățile dinamice necesare (vezi mai jos) se introduc circuite de corecție: serie și paralel.

În urma introducerii acestor circuite, caracteristica atenuare-fază se deformează în așa fel încît sistemul din instabil se transformă în sistem stabil.

Circuite de corecție serie

Ca circuite de corecție serie de obicei se folosesc elementele proporțional-diferențiale (PD) sau integral-diferențiale. Acțiunea elementului de anticipare cu acțiune PD se ilustrează prin următorul exemplu:

Exemplu. Radiogoniometrul automat la care se ține seama de inerția detectorului de fază (p. 477).

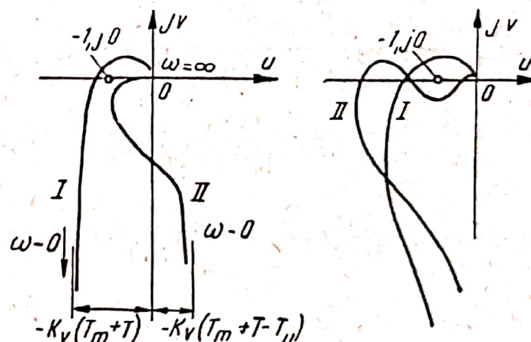


Fig. 20-37. Ilustrarea influenței elementelor de corecție asupra formei caracteristicilor atenuare-fază: *a* – variația caracteristicii atenuare-fază prin introducerea corecției serie (element de anticipare cu acțiune PD); $Y_d = \frac{K_v}{s[T_m s+1][Ts+1]}$ – caracteristica de transfer fără corecție; $Y_d = \frac{K_v [T_f s+1]}{s[T_m s+1][Ts+1]}$ – cu corecție; *b* – variația în cazul corecției paralel; *I* – caracteristicile atenuare-fază ale circuitului fără corecție; *II* – cu corecție.

Coeficientul de amplificare critic pînă la introducerea circuitului de corecție (formula 20-17) era:

$$K_c = \frac{1}{T_m} + \frac{1}{T}.$$

Dacă se introduce elementul de anticipare cu acţiune PD $Y_k = T_f s + 1$, funcţiile de transfer ale circuitului deschis respectiv închis vor fi:

$$Y_d' = \frac{K_v (T_f s + 1)}{T_m T s^3 + (T_m + T) s^2 + s};$$

$$Y_0' = \frac{K_v (T_f s + 1)}{T_m T s^3 + (T_m + T) s^2 + s + K_v T_f s + K_v}.$$

Prin urmare

$$N(s) = T_m T s^3 + (T_m + T) s^2 + (1 + K_v T_f) s + K_v;$$

folosindu-se criteriul algebric pentru sistemul de ordinul 3 (p. 479) se obţine:

$$\frac{K_v}{1 + K_v T_f} < \frac{1}{T_m} + \frac{1}{T} = K_{cr}.$$

Această inegalitate poate fi satisfăcută pentru orice coeficient de amplificare, K_v, dacă se alege T_f suficient de mare.

Caracteristicile atenuare-fază sînt reprezentate în fig. 20-37, *a*.

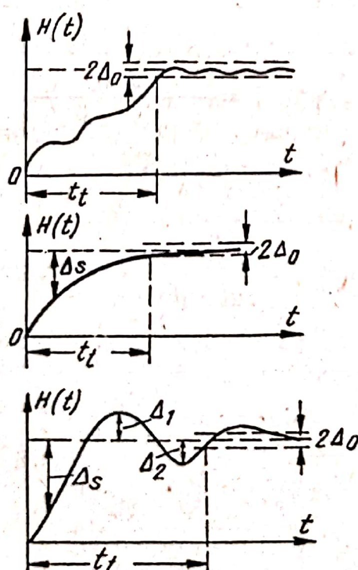


Fig. 20-38. Diferite tipuri de caracteristici ale regimurilor tranzitorii $H(t)$:

a — caracteristică nemonotonă fără suprareglare; *b* — monotonă; *c* — cu suprareglare Δ_1 şi Δ_2; t_t — durata regimului tranzitoriu; Δs — abaterea de la valoarea staţionară (eroarea dinamică); Δ_0 — devierea de la valoarea staţionară pentru care se consideră t_t (de obicei ±5%).

Dezavantajele corecţiei serie sînt:

— necesitatea aproximării elementului de anticipare cu acţiune PD real cu cel ideal impune alegerea raportului $K_f = \frac{r}{R+r}$ (v. p. 467) foarte mic. Aceasta duce la scăderea amplificării în circuitul serie şi, deci, apare necesitatea amplificatoarelor suplimentare, care aduc coeficientul de transfer general pînă la valoarea necesară;

— în cazul diferenţierii, creşte mult nivelul paraziţilor în sistem.

Circuite de corecţie paralel

Astfel de circuite folosesc elemente de anticipare (D, PD) sau proporţionale (P), cuplate în circuitul de reacţie negativă, care cuprinde elementele aperiodice ale sistemului. Un exemplu de cuprindere a unui element aperiodic de către reacţie este arătat în p. 469. Influenţa circuitelor de corecţie asupra calităţii reglării se vede de asemenea la p. 491.

20-4. CALITATEA PROCESULUI DE REGLARE

1. GENERALITĂŢI

În practică apare necesitatea aprecierii calităţii sistemelor automate, adică a gradului lor de utilitate pentru exploatare. Calitatea sistemului se apreciază după următorii parametri:

— precizia de funcţionare în regim staţionar în cazul unor mărimi de intrare constante sau care variază lent;

— aspectul şi particularităţile caracteristicilor regimurilor tranzitorii;

— precizia de funcţionare în cazul perturbaţiilor întîmplătoare.

Alegerea acestor indici de calitate este condiţionată de faptul că ei:

a) permit să se aprecieze precizia sistemului pentru mărimi de intrare deseori întîlnite în practică;

b) permit formularea unor condiţii cantitative avantajoase pentru calitatea procesului de reglare;

c) pentru multe sisteme automate, acestea pot fi determinate teoretic şi experimental.

Caracteristica de calitate în regim staţionar este abaterea $\theta = \theta_{intr} - \theta_{ieş}$, care are loc în sistem după terminarea regimului tranzitoriu (adică după ce oscilaţiile proprii ale sistemului s-au stins).

Drept caracteristici de calitate ale sistemelor sînt considerate următoarele (fig. 20-38):

— aspectul caracteristicii tranzitorii (monotonă, cu sau fără discontinuităţi etc.);

— timpul de reglare t_r de la momentul aplicării semnalului la intrare pînă în momentul cînd diferenţa stabilită nu depăşeşte o mărime dinainte impusă (de obicei cu 5%);

— numărul şi mărimea rereglărilor: Δ_1, Δ_2, ...

Caracteristica de calitate la acţiunea perturbaţiilor întîmplătoare este eroarea reproducerii, adică diferenţa dintre semnalul de intrare util θ_{is} (adică acel semnal pe care trebuie să-l reproducă sistemul) şi semnalul de ieşire care există în realitate.

Astfel, dacă la intrarea sistemului acţionează semnalul util θ_{is} şi semnalul dăunător (paraziţii) θ_{ip}, atunci eroarea de urmărire este:

$$\theta_{e.r} = \theta_{is} - \theta_{ieş}.$$

Deoarece

$$\theta_{ieş} = Y_0(s)(\theta_{is} + \theta_{ip}),$$

unde $Y_0(s)=\frac{Y_d}{1+Y_d}$ funcţia de transfer a sistemului rezultă

$$\theta_{e.r}=\frac{\theta_{intr.i}}{1+Y_d}-\frac{Y_d}{1+Y_d}\theta_{intr.p}=Y_0'(s)\,\theta_{intr.t}-Y_0''(s)\,\theta_{intr.p}\,.$$

Prima componentă a erorii de reproducere reprezintă eroarea dinamică a sistemului, iar a doua reprezintă eroarea produsă de acţiunea paraziţilor. Semnalul şi paraziţii

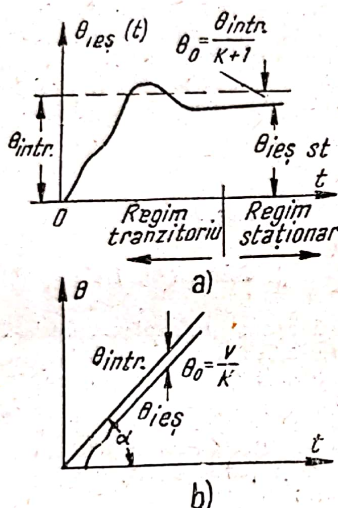


Fig. 20-39. Procesul tranzitoriu şi abaterea staţionară (eroarea) în sistemele static şi astatic pentru diferite mărimi de intrare:
a — pentru sistemul static în cazul mărimii de intrare constante; abaterea staţionară (eroarea) Δs; *b* — pentru sistemul cu astatismul de ordin „1" în cazul creşterii liniare a semnalului de intrare; abaterea staţionară (eroarea) Δs.

sînt funcţii întîmplătoare de timp. De aceea, eroarea de reproducere este de asemenea o funcţie întîmplătoare şi ea se exprimă printr-una din caracteristicile funcţiilor întîmplătoare. Pentru cele mai importante cazuri practice de acţiune a semnalelor staţionare de intrare este avantajoasă valoarea medie pătratică.

Cu lărgirea benzii de trecere a sistemului eroarea dinamică (prima componentă (*)) se micşorează, însă se măreşte eroarea produsă de acţiunea paraziţilor (a doua componentă lui $\theta_{e.r}$).

In acest caz au loc fenomene analoge ca şi în instalaţia de recepţie la variaţia benzii de trecere: cu lărgirea benzii, se măreşte precizia de reproducere a semnalului de intrare, însă simultan creşte nivelul zgomotelor, condiţionate de acţiunea diferiţilor paraziţi.

Una dintre problemele sintezei sistemelor de reglare constă în alegerea structurii şi parametrilor, pentru care se asigură valoarea minimă posibilă a erorii de reproducere (de obicei a valorii medii pătratice a lui $\theta_{e.r}$).

2. REGIMURILE STAŢIONARE

După stingerea regimului tranzitoriu sistemul trece în regim staţionar. Indicele de calitate în acest regim este precizia sistemului în cazul mărimilor de intrare constante sau care variază după o lege determinată (deseori de tipul $\theta_{intr}=at^K$, unde a este o constantă, iar K=1, 2 ,3).

Mărimi aplicate sistemului sau perturbaţii

Abaterea (eroarea) staţionară θ_0 în cazul mărimilor de intrare (perturbaţiilor) constante se găseşte cu ajutorul caracteristicii de transfer corespunzătoare, în care urmează să se presupună că s=0.

Mărime de intrare constantă $\theta_{intr.0}$

Conform expresiei generale pentru mărimea de acţionare (formula 20-11)

$$\theta_0=Y_{00}(s)\cdot\theta_{intr.0}|_{s=0}=\frac{1}{1+Y_d(0)}\theta_{intr.0}\,.$$

Intr-un sistem static $Y_d(0)=K$ este coeficientul de transfer al circuitului deschis.

De aceea, într-un astfel de sistem se stabileşte o eroare (abatere staţionară) (fig. 20-39, *a*).

$$\theta_0=\frac{\theta_{intr.0}}{1+K}$$

$$\text{Eroarea relativă } S=\frac{\theta_0}{\theta_{intr.0}}=\frac{\theta_{intr.0}-\theta_{ieş.0}}{\theta_{intr.0}}=\frac{1}{1+K}$$

se numeşte **statismul** sistemului. Cu cît este mai mare K, cu atît eroarea este mai mică şi cu atît este mai precis sistemul.

In **sistemul astatic** (p. 474) în regimul staţionar

$$\frac{\theta_{ieş.0}}{\theta_{intr.0}}=Y_0(s)\Big|_{s=0}=\frac{M(s)}{s^kR_1(s)+M(s)}\Big|_{s=0}=1.$$

Prin urmare $\theta_{intr}=\theta_{intr.0}$ şi θ_0=0.

Sistemul astatic în regimul staţionar în cazul mărimii de intrare constante nu dă eroare.

Mărime constantă aplicată elementului automatizat

In cazul acţionării perturbaţiei p asupra elementului automatizat apare mărimea de acţionare (formula 20-14)

$$\theta(t)=-\frac{pF_p(s)}{1+F(s)\,B(s)}\,.$$

In regimul staţionar în cazul acţiunii constante p_0 eroarea este:

$$\theta_0=-\frac{p_0F_p(0)}{1+F(0)\,B(0)}\,.$$

Un caz mai interesant în practică este cazul cînd F_p şi F se deosebesc numai printr-un factor (p. 476):

$F_p(s)=K_pF(s)$ (mărimea este aplicată la intrarea elementului automatizat). Pentru acest caz:

$$\theta_0=-\frac{p_0K_pF_p(0)}{1+F(0)\,B(0)}\,.$$

Eroarea este egală cu zero numai în cazul în care elementul $B(s)$, care precede elementul automatizat, conţine măcar un singur element de integrare. Intr-adevăr, în acest caz:

$$B(s)=\frac{M_B(s)}{s^kR_B(s)};$$

$$M_B(0)\neq 0;\quad R_B(0)\neq 0;$$

$$B(0)=\infty \text{ şi } \theta_0=0.$$

Mărime de perturbaţie constantă aplicată la intrarea sistemului θ_{p1}

In acest caz (p. 474)

$$\theta(t)=Y_{00/0p1}\theta_{p1}=-\frac{Y_d}{1+Y_d}\theta_{p1}.$$

In regimul staţionar: pentru **sistemul static**

$$\theta_0=-\frac{K}{K+1}\theta_{p1}.$$

In cazul cînd K este suficient de mare $\theta_0=-\theta_{p1}$, şi sistemul are eroare, egală practic cu mărimea exterioară: pentru **sistemul astatic**

$$Y_d=\frac{M(s)}{s^kR_1(s)}.$$

Prin urmare:

$$\theta(t)=-\frac{\frac{M}{s^kR_1}}{1+\frac{M}{s^kR_1}}\theta_{p1}=-\frac{M}{s^kR_1+M}\theta_{p1}.$$

Cînd $s\to 0$ (în regimul staţionar)

$$\theta_0=-\theta_{p1}.$$

Mărimea aplicată la intrare produce o abatere egală cu ea, însă inversă ca semn.

Exemplul 1. Sistemul RAF cu filtru cu un singur sau cu două elemente (p. 476). Pentru un astfel de sistem:

$$Y_d(s)=\frac{K}{Ts+1}\quad \text{şi}\quad Y_d(s)=\frac{K}{T_1T_2s^2+(T_1+T_2+T_c)s+1}.$$

Sistemul este **static**, deoarece nu conţine elemente de integrare.

La devierea frecvenţei semnalului cu mărimea Δf_s frecvenţa intermediară se abate de la valoarea nominală cu mărimea $\Delta f_0=\frac{1}{1+K}\Delta f_s=\frac{1}{K_p}\Delta f_s$. Mărimea $K_p=1+K=1+K_{dc}K_s$ se numeşte coeficient de acord automat (de obicei 10...50).

La variaţia condiţiilor de temperatură frecvenţa heterodinei deviază cu Δf_{hp} (p. 475). Din această cauză se schimbă şi frecvenţa intermediară (apare dezacordul):

$$\Delta f_0=-\frac{\Delta f_{hp}}{1+Y_0(s)}=-\frac{K_t\Delta t}{1+K}=-\frac{\Delta f_{hp}}{1+K},$$

iar $\Delta f_0\ll\Delta f_h$ (Δt° este variaţia temperaturii, K_t — deviaţia frecvenţei heterodinei la variaţia lui t cu 1 °C).

Ca urmare a acţiunilor exterioare variază frecvenţa de trecere a discriminatorului cu Δf_{dc}. Aceasta este echivalent cu adăugarea la intrarea sistemului a aceleiaşi mărimi Δf_{dc}. Ca rezultat, în sistemul cu închis variază frecvenţa intermediară cu mărimea (apare dezacordul)

$$\Delta f_0=-\frac{K}{1+K}\Delta f_{dc}\approx-\Delta f_{dc}.$$

Astfel, în cazul instabilităţii frecvenţei de trecere a discriminatorului apar devieri ale frecvenţei intermediare, egale aproximativ cu Δf_{dc} şi cu mult mai mari decît în cazul instabilităţii heterodinei.

Exemplul 2. Radiogoniometrul automat (p. 477) este un sistem astatic, deoarece conţine un element de integrare.

a) la variaţia unghiului de intrare θ_{intr}, eroarea remanentă în regimul staţionar este egală cu zero;

b) la acţiunea vîntului p_v asupra antenei, apare abaterea staţionară (p. 476):

$$\theta_0=-\left.\frac{p_vK_pK_m}{s(T_ms+1)+K_v}\right|_{s=0}=-\frac{K_vp_v}{K_v}.$$

Abaterea staţionară (eroarea) este proporţională cu intensitatea vîntului şi invers proporţională cu coeficientul de amplificare după viteză. Se observă că această eroare nu depinde de numărul şi de constantele de timp ale elementelor de inerţie, dinaintea motorului.

Mărime aplicată sistemului care variază după o lege liniară

Prin eroare constantă diferită de zero, în cazul unei astfel de acţiuni, este caracterizat sistemul cu astatism de ordinul 1, pentru care funcţia de transfer a sistemului cu circuit deschis are forma:

$$Y_d(s)=\frac{M(s)}{sR_1(s)}=\frac{\theta_{ieş}(t)}{\theta(t)}.$$

Dacă θ_{intr} variază după o lege liniară cu viteza constantă v_{intr}, atunci pentru sistemul indicat în regim staţionar, mărimea de ieşire variază cu aceeaşi viteză, iar în sistem există o abatere constantă, adică eroarea (fig. 20-39, *b*)

$$\theta_0=\frac{v_{intr}}{K_v},$$

unde

$$K_v=\frac{M(0)}{R_1(0)}\quad[1/s],$$

este **coeficientul de transfer al sistemului** (denumit de asemenea coeficient de calitate sau coeficient de amplificare după viteză). Mărimea K_v este egală cu produsul coeficienţilor de transfer ai tuturor elementelor, adică cu coeficientul de transfer al circuitului deschis. După mărimea K se poate aprecia care va fi viteza de variaţie a semnalului de ieşire, dacă la intrarea sistemului deschis se aplică o variaţie în treaptă unitară. De exemplu, dacă sistemul de urmărire are K_v=50 l/s, atunci în cazul abaterii de 1° viteza de rotaţie a motorului, în cazul circuitului de reacţie deschis, va fi egală cu 50°/s.

Abaterea staţionară θ_0 se numeşte uneori eroarea de viteză a sistemului.

Exemplu. Radiogoniometrul automat (p. 477). Funcţia de transfer a circuitului deschis este:

$$Y_d(s)=\frac{\theta_{ieş}}{\theta}=\frac{K_v}{s(T_ms+1)};$$

$M(s)=K_v$ este coeficientul de transfer al sistemului;

$$R_1(s)=T_ms+1.$$

Prin urmare $s\theta_{ieş}(T_ms+1)=K_v\theta$.

Însă $s\theta_{ieş}=\frac{d}{dt}\theta_{ieş}=v_{ieş}$ este viteza de variaţie a unghiului de ieşire (rotirea antenei goniometrului).

Prin urmare, $v(T_m s+1)=K_v\theta$.

Pentru regimul staţionar $s=0$; $v=v_{ieş}$; $\theta_0=\frac{v_{ieş}}{K_v}$.

Deoarece între mărimile de intrare şi ieşire există o eroare constantă θ_0, atunci şi mărimea de intrare variază cu aceeaşi viteză (fig. 20-39), adică $v_{intr}=v_{ieş}$, astfel încît

$$\theta_0=\frac{v_{intr}}{K_v}.$$

Acelaşi rezultat se poate obţine mai simplu, notînd expresia pentru θ:

$$\theta=\frac{\theta_{intr}}{1+Y_d}=\frac{s\theta_{intr}}{s(1+Y_d)}\approx\frac{s\theta_{intr}}{sY_d}=\frac{v_{intr}}{M(s)\,R_1(s)}$$

(viteza de variaţie a mărimii constante — treaptă-unitară — este egală cu zero, adică $s1=\frac{d1}{dt}=0$).

În regimul staţionar $s=0$ şi $\theta_0=\frac{v_{intr}}{K_v}$.

Rezultatul obţinut are un sens fizic simplu. Se presupune că goniometrul urmăreşte staţia radio, fixată pe avionul care zboară după o circumferinţă cu centrul în punctul de fixare a goniometrului. În acest caz goniometrul va indica poziţia avionului cu eroare constantă θ_0. Datorită acestei erori pe indusul motorului se va aplica tensiunea care pune în mişcare antena, şi aceasta urmăreşte avionul.

Cu cît este mai mare coeficientul de transfer al sistemului K_v cu atît mai mică va fi eroarea (mărimea de acţionare) la care va fi realizată tensiunea necesară pentru asigurarea vitezei de rotaţie necesare motorului. Cu cît este mai mare viteza unghiulară de mişcare v_{intr} a avionului, cu atît, pentru un anumit K_v este mai mare viteza de rotaţie a motorului şi deci, trebuie să fie mai mare eroarea θ_0.

Sistemul cu astatismul de ordinul 2 nu are eroare de viteză. Abaterea staţionară (eroarea) apare dacă mărimea de intrare variază cu acceleraţia. În cazul legii pătratice (mişcarea cu acceleraţie constantă), această eroare va fi constantă.

3. REGIMURILE TRANZITORII

Regimurile tranzitorii se apreciază după forma (aspectul) caracteristicii regimului tranzitoriu $H(t)$. Pentru sistemele caracterizate prin funcţiile de transfer ale elementelor aperiodice şi de ordinul 2 se folosesc graficele standard (fig. 20-14, *e* şi 20-16, *h*).

Exemplu. Construirea caracteristicii regimului tranzitoriu pentru sistemul RAF cu filtru cu două elemente.

Sistemul cu circuit închis se caracterizează prin funcţia de transfer

$$Y_0(s)=\frac{K_e}{\tau^2s^2+2\zeta\tau s+1},$$

unde K_e, τ şi ζ se exprimă prin parametrii sistemului.

După mărimea cunoscută ζ se alege curba din graficul standard din fig. 20-16, *h*, care apoi se reconstruieşte la scara necesară.

Pentru sistemele mai complicate procesul tranzitoriu se determină prin metode aproximative, îndeosebi prin metoda caracteristicilor trapezoidale *). Aceasta este bazată pe corelaţia integrală care leagă caracteristica regimului tranzitoriu $H(t)$ cu caracteristica de frecvenţă reală $P(\omega)$ a sistemului cu circuit închis

$$H(t)=\frac{2}{\pi}\int_0^\infty\frac{P(\omega)\sin\omega t}{\omega}\,d\omega. \qquad (20\text{-}18)$$

În baza relaţiei exprimate de egalitatea (20-18) se pot formula următoarele principii.

1. La variaţia mărimii $P(\omega)$ de un număr oarecare de ori, $H(t)$ variază tot de atîtea ori.
2. La mărirea (micşorarea) scării frecvenţelor caracteristicii $P(\omega)$ de un număr oarecare de ori, tot de atîtea ori se micşorează (măreşte) scara de timp a caracteristicii regimului tranzitoriu $H(t)$. De aici rezultă: cu cît este mai mare banda de frecvenţe, în limitele căreia $P(\omega)$ mai are o valoare oarecare, cu atît mai repede decurg procesele tranzitorii.
3. Caracteristica regimului tranzitoriu pentru $P(\omega)$ poate fi obţinută prin împărţirea lui $P(\omega)$ în componentele separate $P_1(\omega)$, $P_2(\omega)$ etc. şi însumarea caracteristicilor regimurilor tranzitorii găsite pentru fiecare dintre aceste componente.
4. Porţiunea caracteristicii de frecvenţă reale pentru frecvenţele de la care începînd $\frac{P(\omega)}{P(0)}<0{,}1$, se poate neglija (adică putem considera pentru aceste frecvenţe că $P(\omega)=0$).
5. Caracteristicilor de frecvenţă reale apropiate le corespund caracteristicii ale regimurilor tranzitorii apropiate. Această proprietate poate lua o formă matematică exactă, care stabileşte relaţiile cantitative dintre aproximaţiile pentru caracteristicile de frecvenţă şi de timp.
6. Mărimea $P(0)$ este egală cu limita către care tinde caracteristica regimului tranzitoriu cînd $t\to\infty$. Aceasta exprimă faptul că pentru sistemul astatic $P(0)=1$, pentru sistemul static $P(0)=\frac{K}{1+K}$.

Proprietăţile 3, 4 şi 5 permit să se înlocuiască caracteristica de frecvenţă $P(\omega)$ cu una apropiată ca formă, însă mai simplă, formată, de exemplu, din segmente rectilinii, şi apoi figura obţinută să se împartă în elemente mai simple.

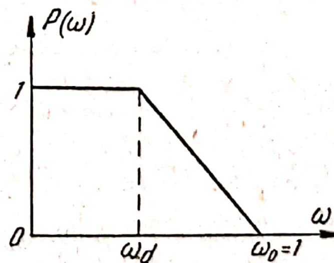


Fig. 20-40. Caracteristica standard $P(\omega)$ pentru care s-a întocmit tabela funcţiei $h[h(\tau)]$.

La folosirea metodei caracteristicilor trapezoidale curba iniţială $P(\omega)$ se înlocuieşte prin trapeze separate în aşa fel încît prin însumare să se obţină o figură apropiată de cea iniţială.

*) Această metodă a fost propusă de V. V. Solodovnikov.

Tabela 20-1

Tabela funcţiei h

τ	ϰ										
	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
0,5	0,138	0,176	0,192	0,207	0,223	0,240	0,255	0,267	0,282	0,297	0,314
1	0,310	0,340	0,371	0,401	0,432	0,461	0,490	0,519	0,547	0,575	0,603
2	0,572	0,628	0,683	0,732	0,786	0,833	0,878	0,919	0,956	0,991	1,020
3	0,755	0,828	0,896	0,958	1,013	1,061	1,100	1,130	1,154	1,169	1,178
4	0,857	0,938	1,008	1,060	1,110	1,142	1,158	1,163	1,156	1,141	1,118
5	0,896	0,978	1,042	1,087	1,112	1,118	1,107	1,084	1,053	1,019	0,986
6	0,903	0,982	1,037	1,065	1,068	1,051	1,021	0,984	0,949	0,922	0,906
7	0,904	0,979	1,024	1,037	1,023	0,993	0,957	0,927	0,911	0,909	0,925
8	0,910	0,985	1,020	1,021	0,998	0,966	0,941	0,932	0,944	0,970	1,004
9	0,924	0,997	1,025	1,018	0,992	0,970	0,961	0,976	1,006	1,039	1,061
10	0,939	1,009	1,031	1,019	0,993	0,982	0,993	1,020	1,049	1,063	1,056
11	0,947	1,015	1,031	1,014	0,993	0,993	1,014	1,039	1,048	1,034	1,005
12	0,950	1,015	1,024	1,004	0,988	0,997	1,019	1,027	1,015	0,984	0,958
13	0,950	1,012	1,015	0,994	0,985	0,997	1,012	1,005	0,980	0,955	0,955
14	0,952	1,011	1,009	0,988	0,985	1,000	1,008	0,987	0,965	0,966	0,990
15	0,956	1,012	1,007	0,988	0,991	1,005	1,002	0,983	0,978	1,101	1,030
16	0,961	1,015	1,006	0,991	0,998	1,011	1,000	0,990	1,003	1,031	1,039
17	0,965	1,016	1,005	0,991	1,005	1,012	0,999	0,999	1,020	1,032	1,012
18	0,966	1,015	1,002	0,995	1,008	1,008	0,997	1,004	1,020	1,008	0,979
19	0,967	1,015	0,998	0,995	1,006	1,001	0,993	1,004	1,006	0,981	0,956
20	0,967	1,013	0,995	0,995	1,005	0,996	0,992	1,003	0,991	0,972	0,985
21	0,968	1,011	0,994	0,997	1,004	0,995	0,997	0,999	0,983	0,981	1,016
22	0,971	1,011	0,995	1,000	1,004	0,996	1,000	0,997	0,991	1,012	1,029
23	0,974	1,011	0,996	1,004	1,003	0,998	1,006	0,997	1,002	1,025	1,016
24	0,975	1,010	0,996	1,005	1,002	1,000	1,008	0,999	1,008	1,015	0,988
25	0,975	1,008	0,995	1,005	1,000	1,000	1,004	1,001	1,005	0,991	0,975
26	0,975	1,007	0,995	1,004	0,997	1,000	1,000	1,002	1,002	0,984	0,983

Pentru caracteristica de frecvenţă $P(\omega)$, care are formă de trapez, cu latura înclinată determinată prin $\varkappa=\frac{\omega_d}{\omega_0}$ şi $\omega_0=1$ (fig. 20-40) cînd $P(0)=1$, sînt întocmite tabele cu funcţiile tranzitorii standard ale regimului tranzitoriu (funcţiile h) corespunzătoare cu trapezele unitare cu diferiţi parametri $\varkappa$ (tabela 20-1). Tabela este construită în funcţie de $\tau=\omega_0 t$ pe baza calculării integralei (20-18).

Pentru fiecare trapez obţinut prin împărţirea lui $P(\omega)$ este necesar să se efectueze recalcularea scărilor:

— după axa ordonatelor de $P(\omega)$ ori;

— după axa timpului „extinzînd" (cînd $\omega_0>1$) sau „comprimînd" (cînd $\omega_0<1$) scara corespunzător mărimii ω_0.

Timpul real t şi timpul din tabelă τ al funcţiilor h sînt legaţi prin relaţia $t=\frac{\tau}{\omega_0}$.

Efectuînd operaţia indicată pentru fiecare dintre trapeze şi însumînd curbele obţinute, se obţine caracteristica regimului tranzitoriu rezultant, corespunzător caracteristicii de frecvenţă iniţială $\mathbf{P}(\omega)$.

Caracteristica de frecvenţă reală $P(\omega)$ a sistemului cu circuit închis se găseşte după caracteristicile logaritmice de atenuare şi fază ale sistemului cu circuit deschis prin folosirea nomogramei (fig. 20-42).

Metode de construire a lui $H(t)$ se studiază în exemplul următor.

Exemplu. Goniometrul automat cu filtru.

Caracteristica de transfer a circuitului deschis este

$$Y_d(s)=\frac{\theta_{ie\c{s}}}{\theta}=\frac{K}{s(T_m s+1)(Ts+1)}.$$

Se consideră că $K_v=15$ 1/s; $T_m=0{,}02$ s; $T=RC=0{,}01$ s — constanta de timp a filtrului.

Construirea caracteristicii regimului tranzitoriu cuprinde următoarele etape.

1. **Construirea CLA şi CLF ale sistemului după** $Y_d(s)$ dat (fig. 20-41).

CLA. Pentru pulsaţia $\omega=1$ se ia mărimea $20\lg K_v=20\lg 15=23{,}4$ dB (sau pe axa frecvenţelor mărimea $K_v=15$ 1/s) şi prin punctul obţinut se trasează dreapta cu panta —20 dB/dec $\left(\text{aceasta corespunde elementului de integrare } \frac{K_v}{s}\right)$. După prima pulsaţie de frîngere $\frac{1}{T_m}=50$ 1/s, în urma acţiunii elementului aperiodic panta caracteristicii logaritmice de amplitudine se înclină cu încă —20 dB/dec şi va fi de —40 dB pe decadă. După a 2-a pulsaţie de frîngere $\frac{1}{T}=100$ 1/s, panta caracteristicii logaritmice de atenuare în urma acţiunii celui de-al 2-lea element aperiodic se măreşte pînă la 60 dB pe decadă.

CLF. Caracteristica de fază se construieşte adăugînd la dreapta $-\frac{\pi}{2}$ (defazarea elementului de integrare) caracteristicile de fază a celor două elemente aperiodice.

CLF totală cînd $\omega \to \infty$, tinde către dreapta $-\frac{3}{2}\pi$.

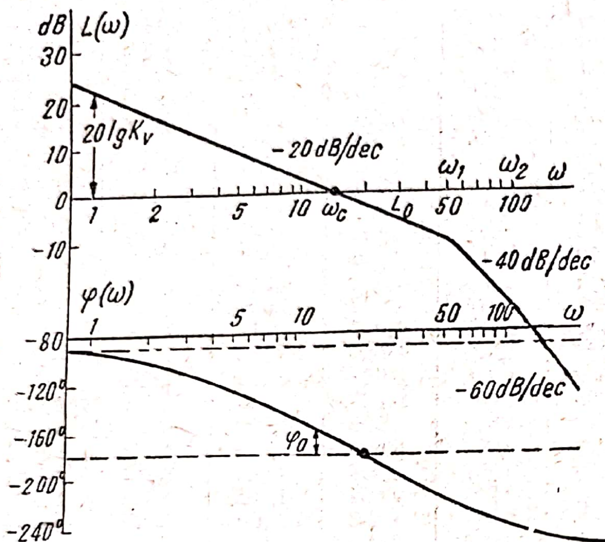


Fig. 20-41. CLA şi CLF ale sistemului cu circuit deschis cu funcţie de transfer :

$$Y_d(s)=\frac{K_v}{s\,[T_m s+1]\,[Ts+1]}=\frac{15}{s\,[0{,}02s+1]\,[0{,}01s+1]};$$

$\omega_1=\frac{1}{T_m}=50$ 1/s ; $\omega_2=\frac{1}{T}=100$ 1/s ; — frecvenţele de frîngere ;

L_0 — rezerva de stabilitate de atenuare (5 dB) ; φ_0 — rezerva de stabilitate de fază (18°) ; ω_c — pulsaţia de tăiere (12 1/s).

2. **Construirea** lui $P(\omega)$. Pentru pulsaţia dată ω după CLA şi CLF se determină $L(\omega)$, $\varphi(\omega)$ şi cu ajutorul nomogramei din fig. 20-42 se găseşte punctul $P(\omega)$. Astfel, pentru frecvenţa $\omega=5$ 1/s, $L(5)=+8$ dB ; $\varphi(5)=-125°$. Pe nomogramă la aceste valori corespunde punctul $A(5)$, care se află pe curba P cu indicele 1,1 (adică $P(5)=1{,}1$). Pentru $\omega=40$ 1/s, $L(40)=-10$ dB ; $\varphi(40)=-204°$; punctul $A(40)$ este dispus în apropierea curbei cu indicele —0,4, adică $P(40)=-0{,}35$ etc. Astfel, se construieşte prin puncte curba $P(\omega)$ (fig. 20-43, *a*).

3. **Împărţirea** lui $P(\omega)$ în **trapeze** (fig. 20-43, *b*) se face de fiecare dată corespunzător cu aspectul curbei $P(\omega)$. În cazul dat, $P(\omega)$ se poate reprezenta prin patru segmente de dreaptă.

Figura obţinută este suma trapezelor $I+II+III+IV$. Pulsaţiile caracteristice $\omega_I=10$ 1/s ; $\omega_{II}=20$ 1/s ; $\omega_{III}=40$ 1/s ; $\omega_{IV}=100$ 1/s.

În urma adunării tuturor trapezelor se formează o figură, apropiată de caracteristica iniţială reală $P(\omega)$ (în fig. 20-43, *a* este arătată punctat).

4. **Determinarea caracteristicii regimului tranzitoriu** $H(t)$ (fig. 20-43, *c, d*).

Se construiesc caracteristicile tranzitorii pentru fiecare dintre trapeze : $h_I(\tau)$; $h_{II}(\tau)$; $h_{III}(\tau)$; $h_{IV}(\tau)$.

Trapezul I.

$$\varkappa=\frac{\omega_I}{\omega_{II}}=\frac{10}{20}=0{,}5.$$

Din tabela funcţiei h se găseşte coloana $\varkappa=0{,}5$ şi se notează funcţia $h_I(\tau)$. Apoi se schimbă scările : axa ordonatelor se extinde de $P_I(0)=2{,}64$ ori şi axa timpului se comprimă de $\omega_{II}=20$ ori. Ca urmare, se găseşte $H_I(t)$. Cînd $t\to\infty$, $H_I(t)\to 2{,}64$.

Trapezul II. $\varkappa_{II}=\frac{0}{\omega_I}=0$ (prima coloană a funcţiei h). Mărimile h_{II} ale acestei coloane se măresc de $P_{II}(0)=-0{,}44$ ori ; scara axei timpului se comprimă de $\omega_I=10$ ori. Ca urmare se obţine $H_{II}(t)$.

Trapezul III.

$$\varkappa_{III}=\frac{\omega_{II}}{\omega_{III}}=\frac{20}{40}=0{,}5.$$

Pe axa ordonatelor valorile $h(\tau)$ pentru coloana $\varkappa=0{,}5$ se înmulţesc cu —0,8 ; pe axa absciselor valorile lui τ se împart la $\omega_{III}=40$. Se găseşte $H_{III}(t)$.

Trapezul IV.

$$\varkappa_{IV}=\frac{\omega_{III}}{\omega_{IV}}=\frac{40}{100}=0{,}4.$$

Pe axa ordonatelor valorile pentru $h(\tau)$ se înmulţesc cu 0,4 ; pe axa absciselor valorile timpului τ se împart cu 100. Se găseşte $H_{IV}(t)$.

Pentru obţinerea caracteristicii regimului tranzitoriu $H(t)$ se însumează curbele obţinute :

$$H(t)=H_I(t)+H_{II}(t)+H_{III}(t)+H_{IV}(t).$$

Sistemul dat are un suprareglaj considerabil (aproape 70%) şi o durată relativ mare a regimului tranzitoriu $t_t=0{,}5$ s (se determină pentru un nivel ce diferă cu $\pm 5\%$ de cel staţionar).

Cînd $t\to\infty$, caracteristica $H(t)$ tinde către $P(0)=1$. Aceasta se putea prevedea, întrucît sistemul este astatic.

4. INFLUENŢA ELEMENTELOR DE CORECŢIE ASUPRA CALITĂŢII PROCESULUI DE REGLARE. ELEMENTE DE SINTEZĂ ALE SISTEMELOR LINIARE

Legătura dintre calitatea reglării şi caracteristicile sistemelor cu circuit deschis

Dacă calitatea procesului de reglare pentru parametrii daţi nu satisface condiţiile impuse (de exemplu t_t, Δ_1, Δ_2 etc. sînt mari), atunci în sistem se introduc elemente de corecţie suplimentare şi se aleg caracteristicile lor în aşa fel încît să satisfacă condiţiile impuse.

Alegerea parametrilor elementelor de corecţie se face pe baza folosirii CLA şi CLF ale circuitului deschis. Pentru sistemele minim fazice*) întîlnite mai des în practică este suficient să se folosească numai CLA a sistemului deschis, întrucît CLA şi CLF în astfel de sisteme sînt legate printr-o dependenţă determinată.

*) Sisteme minim fazice se numesc acelea pentru care valorile reale ale rădăcinilor ecuaţiilor $M(s)=0$ şi $R(s)=0$. [$M(s)$ — numărătorul şi $R(s)$ — numitorul funcţiei de transfer a circuitului deschis] — nu sînt pozitive. Dintre aceste tipuri fac parte toate elementele dinamice cercetate mai înainte. Ca exemplu de sistem fazic neminim este circuitul în punte cu elementele R şi C.

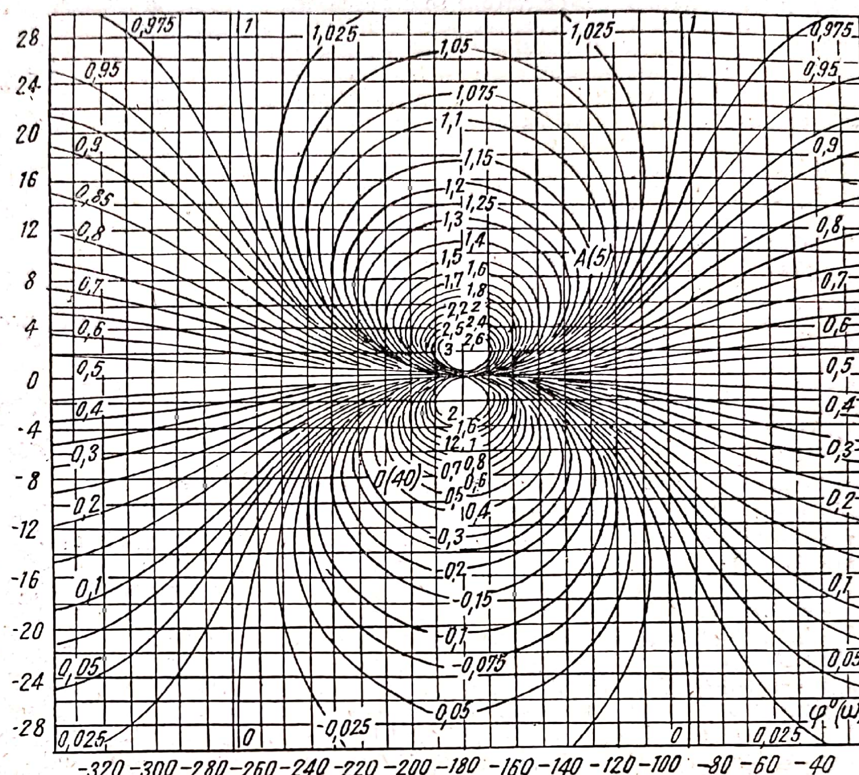


Fig. 20-42. Nomograma pentru calcularea după CLA şi CLF ale circuitului deschis şi caracteristica de frecvenţă reală P (ω) a circuitului închis [punctul A (5) şi A (40) corespund cu frecvenţele ω=5 1/s şi ω=40 1/s].

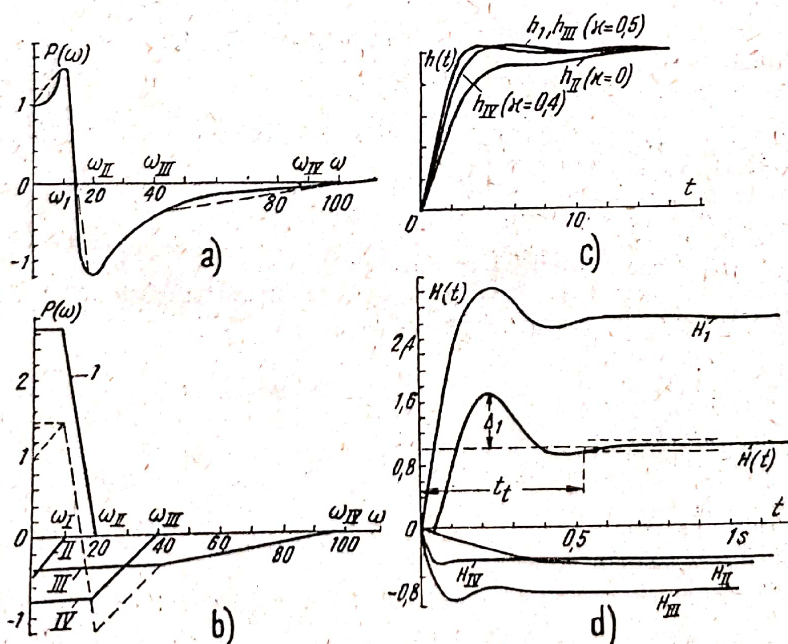


Fig. 20-43. Construirea caracteristicii regimului tranzitoriu a sistemului: *a* — caracteristica de frecvenţă reală, construită conform nomogramei (cea punctată reprezintă caracteristica aproximativă); *b* — împărţirea caracteristicii de frecvenţă reale P(ω) în trapeze I—IV (figura punctată — caracteristica aproximativă); *c* — funcţiile *h* pentru trapezele $h_I - h_{IV}$; *d* — construirea caracteristicii totale (a regimului tranzitoriu) $H(t)=H_I(t)+H_{II}(t)+H_{III}(t)+H_{IV}(t)$ (caracteristicile H_I, H_{II}, H_{III}, şi H_{IV} sînt construite pe calea recalculării scărilor caracteristicilor $h_I - h_{IV}$).

Pentru alegerea circuitelor de corecţie se construieşte mai întîi CLA dorită (adică o astfel de caracteristică logaritmică de atenuare pentru care caracteristica regimului tranzitoriu are o formă favorabilă şi un t_t dat). Apoi, prin scăderea caracteristicii logaritmice de atenuare dorite din cea reală se găseşte caracteristica logaritmică de atenuare a circuitului de corecţie, după care se determină forma şi parametrii acestui circuit. O influenţă hotărîtoare asupra caracterului procesului tranzitoriu o are forma caracteristicii logaritmice de atenuare la **frecvenţe medii** în apropierea pulsaţiei de tăiere ω_c.

S-a stabilit că procesul tranzitoriu este optim atunci cînd în apropierea lui ω_c are o pantă de 20 dB pe decadă, iar lungimea acestei porţiuni trebuie să fie de ordinul unei decade.

Zona de joasă frecvenţă a CLA determină comportarea sistemului în regimul staţionar. În sistemele astatice panta CLA în aceste porţiuni este 20 k (k este ordinul astatismului); în sistemele statice $k=0$ şi panta este de 0 dB pe decadă.

Zona de înaltă frecvenţă (cînd $\omega \gg \omega_c$) nu manifestă o influenţa hotărîtoare asupra caracteristicii regimului tranzitoriu; ea determină caracterul trecerii componentelor de înaltă frecvenţă.

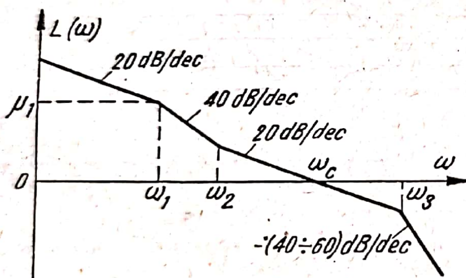


Fig. 20-44. CLA tipică a sistemului automat pentru care sînt construite nomogramele.

Pentru alegerea CLA dorite există nomogramele trasate pentru tipul aceleia reprezentate în fig. 20-44. Aceste nomograme (fig. 20-45) dau de asemenea rezultate satisfăcătoare şi pentru sistemele statice şi cele astatice cu panta CLA pe porţiunea ω_1—ω_2 — 60 dB pe decadă. Nomogramele (fig. 20-45) permit determinarea următoarelor date (fig. 20-46):

t_t — durata regimului tranzitoriu (calculat la 0,95 din valoarea valorii staţionare);

t_c — timpul de realizare a primei suprareglări;

H_m — valoarea maximă a primei suprareglări;

F_m, ω_m — mărimea maximului caracteristicii atenuare-frecvenţă a circuitului închis şi frecvenţa la care el se realizează.

Pe nomograme unii indici sînt raportaţi la frecvenţa ω_c. Alegerea CLA dorite necesită o anumită practică.

Ca orientare se folosesc următoarele relaţii: $t_t \approx \approx \frac{3...6}{\omega_c}$; raportul dorit al frecvenţelor $2 \leqslant \frac{\omega_3}{\omega_c} \leqslant 4$; lungimea porţiunii din apropierea lui ω_c trebuie să fie cît mai mare şi să aibă ordinul unei decade. Prin cîteva probe, ţinînd seama de relaţiile arătate, se alege CLA şi se găsesc parametrii elementului de corecţie.

Exemplu. Este dat sistemul cu funcţia de transfer (fig. 20-47):

$$Y_d(s) = \frac{K_v}{s(T_m s+1)(Ts+1)};$$

$K_v=70$ 1/s; $T_m=0,1$ s; $T=0,02$ s.

Este necesar să se aleagă circuitul de corecţie, pentru care durata regimului tranzitoriu $t_t=0,3$ s, iar $H_m \leqslant 1,3$; $t_t \leqslant 2t_c$.

În cazul parametrilor daţi sistemul este instabil, deoarece

$$K_{cr} = \frac{1}{T_m} + \frac{1}{T} = 10+50=60 < K_v.$$

Se alege

$$\omega_c = 4/t_t = 13,4 \text{ 1/s}.$$

Relaţia $\omega_3/\omega_c \leqslant 4$ determină valoarea orientativă $\omega_3 \leqslant 4\omega_c$.

Se alege $\omega_3=4\omega_c=53,5$; $\omega_2=4$ 1/s; $\omega_3=50$ 1/s (lungimea porţiunii ω_2—ω_3 este întrucîtva mai mare decît o decadă). Se racordează porţiunea ω_2—ω_3 cu porţiunea de joasă frecvenţă a dreptei cu înclinarea 40 dB pe decadă (este raţional ca CLA dorit să fie construită în aşa fel încît panta porţiunilor alăturate să difere cu 20 ... 40 dB/decadă; acest fapt uşurează alegerea circuitelor de corecţie). Astfel se determină $\mu_1=40$ dB şi $\omega_1=0,8$ 1/s. După nomograma (fig. 20-45) corespunzătoare relaţiei $\omega_3/\omega_c=4$ pentru $\mu_1= =40$ dB şi $\frac{\omega_1}{\omega_c} = \frac{0,8}{13} = 0,061$, se obţine:

$$\frac{\omega_c t_c}{10} = 0,3; \quad \frac{\omega_c t_t}{10} = 0,42 \cdot \quad \frac{\omega_m}{\omega_c} = 0,5$$

$$H_m = 1,18; \quad F_m = 1,2$$

De aci rezultă:

$$t_c = \frac{3}{13} = 0,21 \text{ s}; \; t_t = 0,36 \text{ s}; \; \omega_m = 0,5 \cdot 13 = 6,5 \text{ 1/s}.$$

Caracteristica regimului tranzitoriu satisface cerinţele impuse şi CLA obţinută poate fi considerată cea dorită.

Diferenţa dintre CLA dorită şi cea reală dă CLA a circuitului de corecţie:

$L_k = L(\omega) - L_d(\omega)$. Ilustrarea construirii CLA pentru exemplul dat este dată în fig. 20-47.

Circuite de corecţie

Se folosesc:

a) circuite de corecţie serie şi b) paralel.

Circuite serie

Cele mai folosite sînt: elementul de anticipare cu acţiune PD (fig. 20-21), circuitul de integrare (fig. 20-48) şi circuitul integro-diferenţial (fig. 20-49).

Exemplu (continuarea exemplului anterior). Caracteristica cea mai apropiată de CLA a circuitului de corecţie este CLA a circuitului integro-diferenţial.

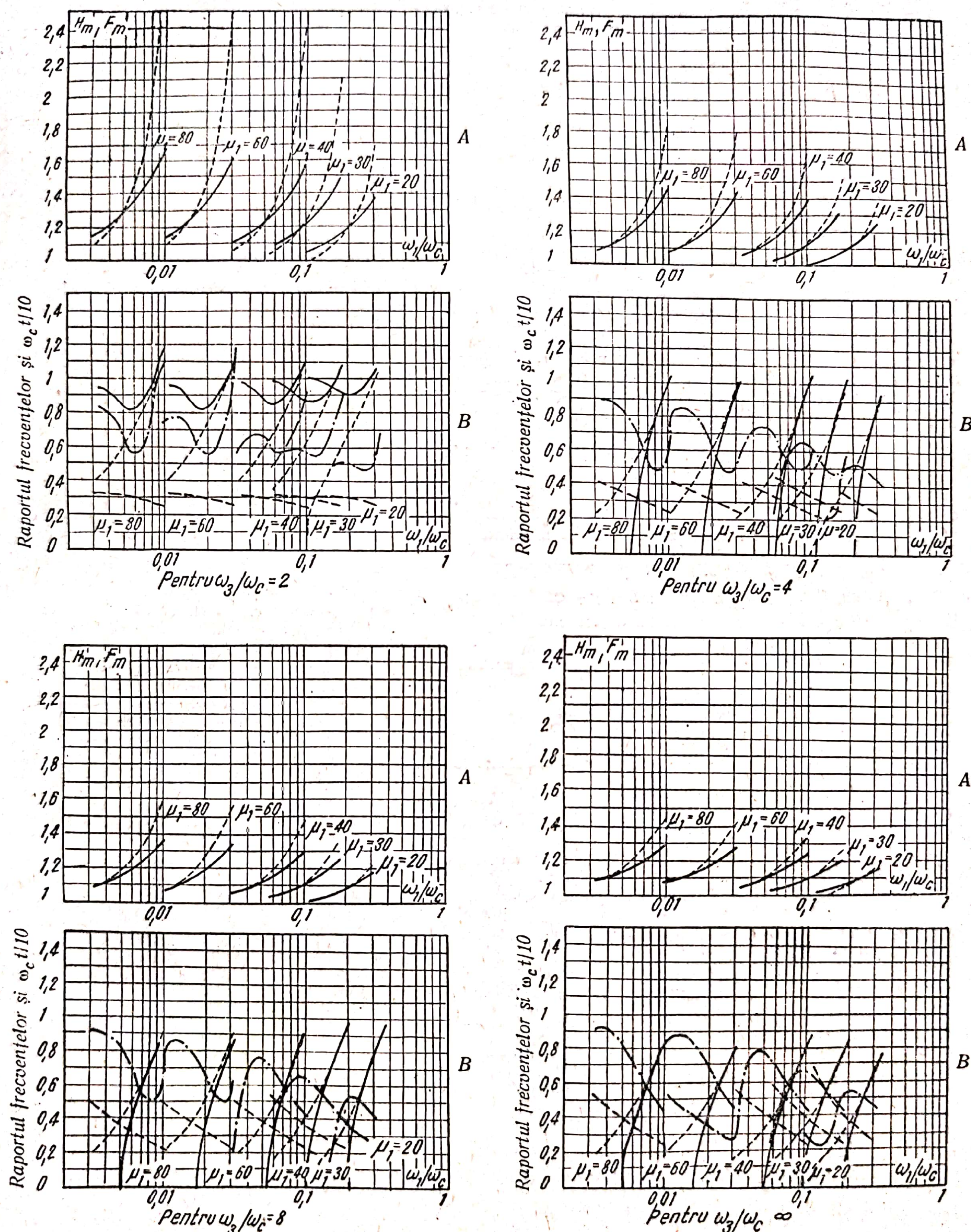


Fig. 20-45. Nomogramele pentru calculul CLA dorite. Nomogramele sînt construite pentru diferite rapoarturi ω_3/ω_c cu condiția ca panta caracteristicii dintre ω_1 și ω_2 să fie −40 dB pe decadă, iar pentru frecvențele mai mari decît ω_3 −60 dB/decadă. ω_t – frecvența unghiulară a oscilațiilor pe caracteristica regimului tranzitoriu.

A: ——— H_m; – – – – – F_m; B: ——— ω_t/ω_c; ...... ω_m/ω_c; – – – – – $\omega_c t_c/10$; –·–·–· $\omega_c t_t/10$.

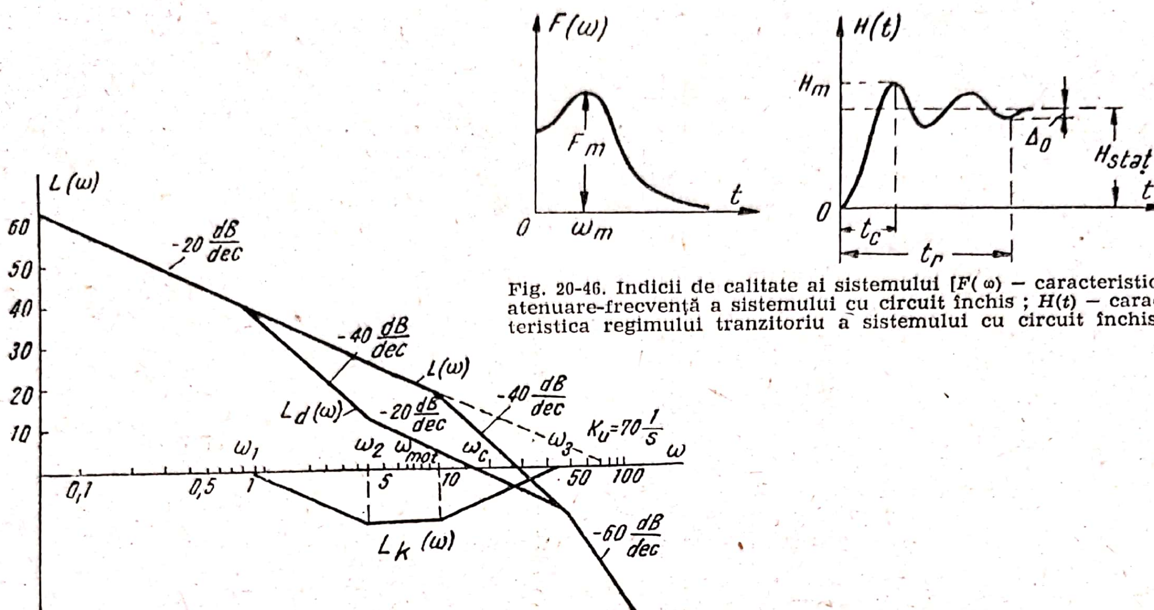


Fig. 20-46. Indicii de calitate ai sistemului [$F(\omega)$ – caracteristica atenuare-frecvență a sistemului cu circuit închis ; $H(t)$ – caracteristica regimului tranzitoriu a sistemului cu circuit închis].

Fig. 20-47. Construirea CLA a circuitului de corecție. Sistemul inițial este caracterizat de funcția de transfer

$$Y_d(s)=\frac{K_v}{s\,[T_m s+1]\,[T s+1]}=\frac{70}{s\,[0{,}1s+1]\,[0{,}02s+1]}$$

$L_{(\omega)}$ – CLA a sistemului inițial ; $L_d(\omega)$ – CLA dorită ; $L_k(\omega)$ – CLA a circuitului de corecție.

$$\omega_{mot}=\frac{1}{T_m}=10\ 1/s$$

$$\omega_3=\frac{1}{T}=50\ 1/s$$

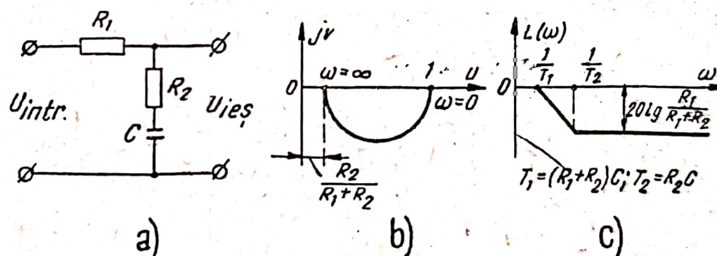


Fig. 20-48. Circuitul de integrare $Y_d(s)=\frac{U_{ieș}}{U_{intr}}=\frac{T_1 s+1}{T_2 s+1}$ (circuitul realizează operația care amintește de integrare) : *a* – schema ; *b* – caracteristica atenuare-fază ; *c* – CLA.

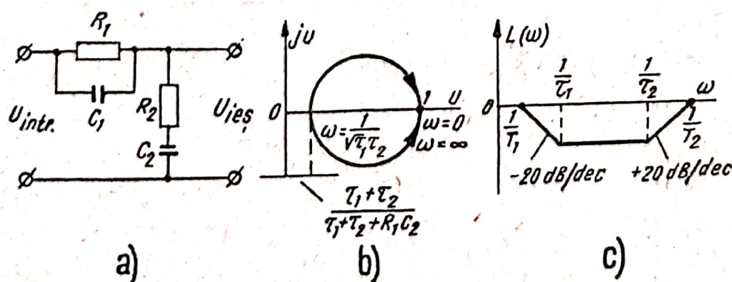


Fig. 20-49. Circuitul integro-diferențial :

$$Y_d(s)=\frac{U_{ieș}}{U_{intr}}=\frac{(\tau_1 s+1)\,(\tau_2 s+1)}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}; \qquad \tau_1=R_1C_1$$

$$\tau_2=R_2C_2$$

$$T_{1,2}=\frac{2\tau_1\tau_2}{\tau_1+\tau_2+R_1C_2\mp\sqrt{(\tau_1+\tau_2+R_1C_2)^2+4\tau_1\cdot\tau_2}} \qquad T_1+T_2=\tau_1+\tau_2+R_1C_2$$

a – schema ; *b* – caracteristica atenuare-fază ; *c* – CLA.

Conform fig. 20-47 și 20-49 se poate scrie:

$$\tau_1=R_1C_1=\frac{1}{\omega_2}=\frac{1}{4}=0{,}25\ \text{s};$$

$$\tau_2=R_2C_2=\frac{1}{\omega_{mot}}=T_m=0{,}1\ \text{s};\quad T_1=\frac{1}{\omega_1}=\frac{1}{0{,}8}=1{,}25\ \text{s};$$

$$T_2=\frac{1}{\omega_3}=0{,}02\ \text{s}.$$

Din relația $T_1+T_2=R_1C_1+R_2C_2+R_1C_2$ se obține: $R_1C_2=1{,}25+0{,}02-0{,}1-0{,}25=0{,}92$ s.

Se alege unul dintre parametrii (de exemplu $C_2=1\ \mu$F). In acest caz:

$$R_1=\frac{0{,}92}{1{,}0}=0{,}92\ \text{M}\Omega;\quad C_1=\frac{0{,}25}{0{,}92}=0{,}27\ \mu\text{F};$$

$$R_2=\frac{0{,}1}{1}=0{,}1\ \text{M}\Omega.$$

Dacă circuitele de corecție existente au CLA numai aproximativ corespunzătoare cu L_k, după calcul este rațional să se construiască caracteristica regimului tranzitoriu, folosindu-se metoda caracteristicilor trapezoidale (v. p. 486).

Circuite paralel

Astfel de circuite se introduc în circuitul de reacție negativă care cuprinde elementele de inerție (aperiodice) mai mare ale sistemului.

Ca circuite de corecție paralel se folosesc deseori:

— elementul de anticipare cu acțiune diferențială (v. fig. 20-20);

— elementul aperiodic, format din două celule legate în serie (filtrul RC trece — sus cu două elemente), cu parametrii R_1, C_1, R_2, C_2.

Funcția de transfer al unui astfel de filtru este

$$Y_d(s)=\frac{u_{ieș}(t)}{u_{intr}(t)}=\frac{T^2s^2}{T^2s^2+2\zeta T\cdot s+1}$$

$$T^2=R_1R_2C_1C_2;\ T_1=R_1C_1;\ T_2=R_2C_2$$

$$\zeta=\frac{T_1+T_2+R_1C_2}{2\sqrt{T_1T_2}}.$$

In cazul cuprinderii elementului Y_2 de către elementul de reacție negativă Y_3 (fig. 20-50), calculul circuitului de corecție se face astfel. Sistemul de urmărire se reduce la un sistem mai simplu, format din elementul cu funcție de transfer $Y_d(s)$ (sistemul fără corecție) și din elementul cu funcția de transfer a elementului de corecție serie echivalent Y_k, după cum a fost arătat mai înainte (p. 473):

$$Y_d(s)=Y_1(s)Y_2(s);$$

$$Y_k(s)=\frac{1}{1+Y_2Y_3}=\frac{A}{1+A},$$

unde

$$A=\frac{1}{Y_2Y_3}=\frac{1}{Y_B}.$$

Determinarea caracteristicilor de frecvență a elementelor de corecție echivalente corespunzătoare se face după cum a fost arătat la p. 473.

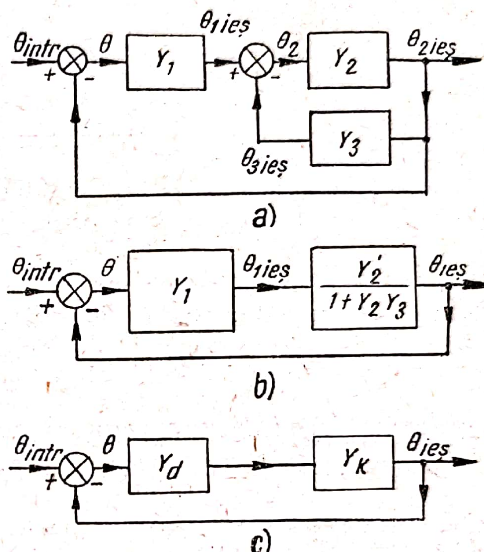


Fig. 20-50. Transformarea schemei structurale în cazul corecției paralel:

a – schema inițială; *b* – schema în care este făcută înlocuirea elementului paralel cu unul echivalent

$$Y'=\frac{Y_2}{1+Y_2Y_3};$$

c – schema rezultantă (de calcul) $Y_d=Y_1Y_2$;

$$Y_k=\frac{1}{1+Y_2Y_3}=\frac{A}{1+A};\quad A=\frac{1}{Y_2Y_3}.$$

Alegerea parametrilor și a formei elementului de corecție paralel este cu mult mai complicată decît a elementului serie și se face prin cîteva încercări. Totuși, circuitele paralele de corecție în practică sînt foarte folosite.

In cazul sintezei circuitelor paralele de corecție este util a se avea în vedere următoarea regulă: pentru intervalul de frecvențe, în care este justă egalitatea

$$|Y_2(j\omega)Y_3(j\omega)|\gg 1, \tag{20-19}$$

CLA a porțiunii sistemului cuprins de reacție este egală cu CLA luată cu semn invers a circuitului de corecție paralel Y_3. Astfel, dacă în circuitul de reacție există un filtru de frecvență joasă (care dă o întîrziere de fază), atunci în domeniul frecvențelor unde se realizează condiția (20-19) are loc un avans de fază, ca și cînd în sistem a fost introdus un circuit de diferențiere (de anticipare cu acțiune pur diferențială).

Capitolul 21

SISTEMELE DE COMANDĂ AUTOMATĂ A FRECVENȚEI ȘI DE REGLARE AUTOMATĂ A AMPLIFICĂRII

Sistemele de comandă automată a frecvenței (CAF) și de reglare automată a amplificării (RAA) sînt sisteme mult folosite în automatica instalațiilor radiotehnice.

21-1. DESTINAȚIA SISTEMELOR DE COMANDĂ AUTOMATĂ A FRECVENȚEI

Sistemele de comandă automată a frecvenței (CAF) sînt destinate pentru stabilizarea automată a frecvenței generatoarelor de înaltă frecvență (SAF) sau pentru reglarea automată a frecvenței heterodinelor radioreceptoarelor corespunzător cu frecvența semnalului recepționat (RAF).

Deosebirea dintre cele două tipuri de sisteme CAF constă în următoarele: destinația de bază a sistemului SAF este de a compensa acțiunea factorilor exteriori care duc la schimbarea frecvenței generatorului, iar destinația de bază a sistemului RAF este schimbarea automată a frecvenței generatorului corespunzător cu schimbarea frecvenței de oscilație a sursei exterioare. Deosebirea arătată nu are însemnătate principială și este într-o oarecare măsură formală. Elementele funcționale de bază și caracteristicile dinamice sînt la fel pentru ambele sisteme.

De aceea toate proprietățile sistemelor SAF se vor studia în același mod ca și cele ale sistemelor RAF.

În practică se folosesc:

— sisteme RAF după frecvență (FRAF), în care elementul sensibil al sistemului (discriminatorul de frecvență) reacționează la deviația de frecvență;

— sisteme RAF după fază, în care elementul sensibil (detectorul de fază) reacționează la diferența de fază a oscilațiilor;

— sisteme RAF combinate, care au două circuite de reglare: după frecvență și după fază.

21-2. SCHEMELE FUNCȚIONALE ALE SISTEMELOR RAF

Sisteme RAF cu acțiune continuă cu tub de reactanță (fig. 21-1, *a*). Frecvența heterodinei f_h variază automat corespunzător variației frecvenței semnalului f_s în așa fel încît frecvența intermediară f_i să rămînă constantă. Cînd frecvența heterodinei este mai mare decît a semnalului $f_i=f_h-f_s$, iar cînd este mai mică $f_i=f_s-f_h$.

Valoarea nominală a frecvenței intermediare f_{i0} se stabilește prin acordarea discriminatorului de frecvență (*DF*). Cînd frecvența intermediară se schimbă cu $\Delta f=f_i-f_{i0}$, apare o tensiune la ieșirea discriminatorului u_{dc} care prin filtrul *F* acționează asupra dispozitivului de comandă (tubul de reactanță și heterodină). Ca urmare a acestui fapt, frecvența heterodinei se schimbă în așa fel încît dezacordul se micșorează. În mod analog acționează sistemul SAF pentru stabilizarea frecvenței f_{sg} a generatorului după frecvența etalon f_e.

La modificarea frecvenței generatorului $\Delta f=f_e-f_{sg}$ apare o tensiune la ieșirea discriminatorului de frecvență care se aplică asupra grilei tubului de reactanță. Acesta își modifică parametrii și, ca urmare, se schimbă frecvența f_{sg} în sensul micșorării dezacordului.

Discriminatorul de frecvență trebuie să reacționeze și la semnul dezacordului, iar cînd $\Delta f=0$ ($f_{sg}=f_e$) tensiunea lui de ieșire trebuie să fie nulă.

Aceste condiții sînt satisfăcute de către discriminatorul bătăilor nule.

Sistemul RAF cu acțiune continuă cu motor comandat (fig. 21-1, *b*). De la ieșirea discriminatorului tensiunea se aplică printr-un filtru la un amplificator de putere electronic, magnetic sau cu relee, care alimentează electromotorul de execuție. Plăcile rotorului condensatorului de acord din circuitul generatorului sînt acționate de axul motorului prin reductor.

Motorul se rotește pînă cînd dezacordul (diferența dintre valoarea existentă și cea necesară a frecvenței) va deveni egal cu zero.

Sistemul RAF după fază (fig. 21-1, *c*) se folosește pentru reglarea frecvenței generatorului f_{sg} care trebuie stabilizată după frecvența generatorului etalon f_e. Oscilațiile ambelor generatoare se aplică la detectorul de fază, de la ieșirea căruia tensiunea se aplică la tubul de reactanță.

Frecvența f_{sg} variază în cazul acesta pînă cînd devine egală cu f_e.

Sistemul RAF combinat (după frecvență și fază) (fig. 21-1, *d*). Sistemul are două bucle de reglare: de fază și de frecvență. Pe tubul de reactanță care determină frecvența generatorului stabilizat se aplică suma tensiunilor de la ieșirea detectorului de fază și de la ieșirea discriminatorului de frecvență.

Sistemul RAF în impulsuri (fig. 20-1, *e*) se folosește în special în receptoarele de radiolocație pentru reglarea frecvenței heterodinei-clistron (f_{cl}) după semnalul emis de către magnetronul emițătorului (f_m). Ele sînt

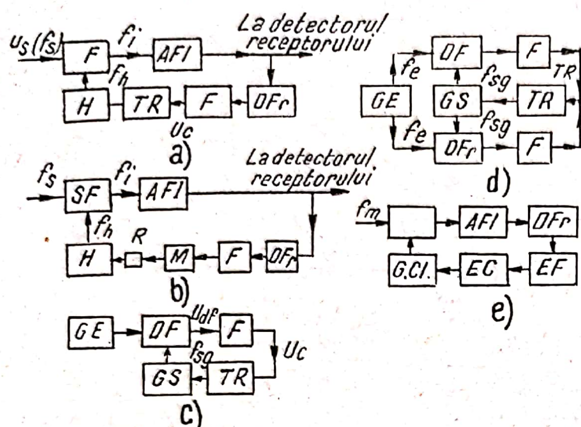


Fig. 21-1. Schemele funcționale ale sistemelor RAF :
u_s, u_{dc}, u_e, u_{df} — tensiunea semnalului, a discriminatorului, a elementului de comandă, a detectorului de fază ; *CF* — schimbătorul de frecvență ; *AFI* — amplificatorul de frecvență intermediară ; DF_r — discriminatorul de frecvență ; *F* — filtrul ; *TR* — tubul de reactanță ; *H* — heterodina ; *M* — electromotorul ; *R* — reductorul ; *DF* — detectorul de fază ; *GE* — generatorul etalon ; *GS* — generatorul stabilizat ; *GC* — generatorul clistron ; *EC* — etajul de căutare (element de comandă) ; *EF* — etajul de fixare intermediar (detectorul de vîrf).

prevăzute cu un generator de căutare și un circuit de fixare. Cu ajutorul acestor elemente se asigură: căutarea automată a frecvenței „propriului" emițător și menținerea frecvenței clistronului în intervalele dintre impulsuri la valoarea din momentul trecerii impulsului care precede intervalul.

21-3. ELEMENTELE SISTEMELOR RAF

Discriminatoare de frecvență (detectoare)

Discriminatoarele de frecvență (detectare) f au destinația de a transforma devierea de frecvență f de la o valoare oarecare fixată f_0 într-o tensiune proporțională cu $\Delta f = f - f_0$.

Caracteristica de bază este dependența tensiunii de ieșire de f sau Δf (fig. 21-2).

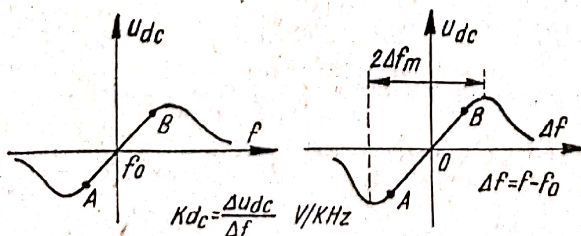


Fig. 21-2. Caracteristica de bază a discriminatorului (dependența u_{dc} de f sau u_{dc} de Δf).

Frecvența de acord a discriminatorului f_0 este frecvența oscilațiilor de intrare pentru care tensiunea de la ieșire este nulă. Panta caracteristicii reprezintă raportul dintre creșterea tensiunii de la ieșire și devierea frecvenței de la frecvența de trecere a discriminatorului.

Pentru porțiunea liniară *AB*

$$K_{dc} = \frac{\Delta u_{ieș}}{\Delta f},$$

unde : K_{dc} este panta caracteristicii, în V/kHz ;
$u_{ieș}$ — tensiunea de ieșire, V ;
Δf — devierea de frecvență, kHz.

Discriminatoarele de frecvență se împart în două grupe.

1. Discriminatorul cu generator etalon (se folosesc în sistemele SAF), care pentru a funcționa au nevoie de un generator exterior de frecvență stabilă f_e (etalon).

2. Discriminatoare de rezonanță fără generator etalon (se folosesc în sistemele RAF).

Frecvența de trecere f_0 se fixează de către circuitele de rezonanță cu selectivitate mare.

Discriminatoare de rezonanță

Se folosesc pentru gama de frecvențe de la 30—50 kHz pînă la 60 MHz.

Stabilitatea frecvenței de trecere este determinată de proprietățile circuitelor de rezonanță. La variația capacității C_0 a circuitului de rezonanță cu ΔC și a inductanței L_0 cu ΔL în urma oricăror acțiuni exterioare (variația temperaturii, presiuni etc.) frecvența de trecere variază cu mărimea

$$\Delta f_0 = -\frac{1}{2}\left[\frac{\Delta L}{L_0} + \frac{\Delta C}{C_0}\right] f_0 .$$

Discriminatorul în contratimp * (fig. 21-3). Circuitele *I* și *II* sînt acordate pe frecvența de trecere f_0. Tensiunea de la ieșire este determinată de diferența dintre tensiunile care se aplică pe diodele D_1 și D_2 (între punctele *A—E* și *B—E*). Aceste tensiuni se obțin din însumarea tensiunii de pe circuitul *I* (care se aplică prin condensatorul de cuplaj C_c) și a tensiunii care se induce în circuitul *II*.

In cazul cînd discriminatorului i se aplică un semnal de frecvență egală cu frecvența de rezonanță a ambelor circuite, tensiunile de pe cele două diode sînt egale, întrucît cele două componente induse în bobina circuitului *II* sînt defazate cu $\pm\frac{\pi}{2}$ (fig. 21-3, *b*). Cînd frecvența semnalului deviază față de frecvența f_0, se modifică defazarea, iar ca urmare a acestui fapt, tensiunile care se aplică pe diode nu vor fi egale și deci tensiunea de ieșire va fi diferită de zero. Semnul tensiunii de ieșire depinde de semnul dezacordului. Tensiunea de la ieșire va fi :

$$u_{ieș} = U_g \cdot SR_e \cdot K_{dc} \cdot \psi,$$

unde : U_g este amplitudinea tensiunii pe grila tubului ;
K_{dc} — coeficientul de transfer al detectorului de amplitudine (de ordinul 0,9);
S — panta caracteristicii pentodei ;
R_e — rezistența echivalentă a circuitului ;
ψ — o funcție determinată de dezacordul relativ α și de coeficientul relativ de cuplaj β (fig. 21-3, *c*);
$\alpha = \frac{2\Delta f}{f_0} Q$ — dezacordul relativ ;

* Uneori acesta se numește și discriminator cu detectare de fază.

$\Delta f = f - f_0$ — dezacordul;
Q — factorul de calitate al circuitelor;
β — kQ;
k — coeficientul de cuplaj dintre circuite.

În calcule se pune de obicei următoarea problemă: în cazul unei benzi de lucru date a discriminatorului $2\Delta f_m$ (care nu trebuie să fie mai îngustă decît banda de trecere

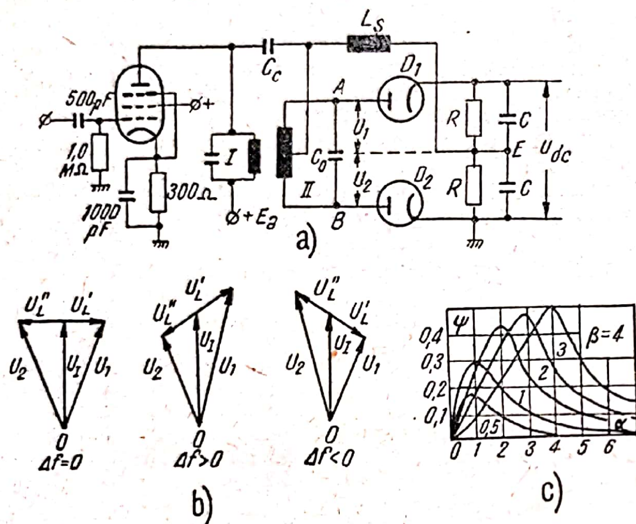


Fig. 21-3. Discriminatorul de fază (în contratimp):
a — schema de principiu (*RC* — circuitele de sarcină ale detectoarelor D_1 și D_2; L_s — droselul de înaltă frecvență); *b* — diagramele vectoriale pentru dezacorduri mici (U_I — tensiunea transmisă de pe circuitul *I* prin condensatorul de cuplaj C_c; U_L' și U_L'' — tensiunile induse în secțiunile superioară și inferioară a bobinei circuitului II); *c* — dependența funcției ψ de dezacordul relativ α în cazul diferitelor cuplaje între bobinele circuitelor. Constanta de timp a circuitului de sarcină a detectorului $RC \gg \frac{1}{f_0}$. De exemplu, cînd $f_0=450$ kHz, $R=0{,}5$ MΩ; $C=500$ pF. Pentru RAF ale sistemelor cu impulsuri $RC < t_i$ (t_i = durata impulsului).

a receptorului) este necesară obținerea valorii maxime a pantei caracteristicii K_{dc}. Practic aceasta se realizează cînd

$$\beta = 3 \ldots 4 \text{ și } Q = \frac{(3 \ldots 4) f_0}{2\Delta f_m}.$$

În acest caz

$$K_{dc\,max} = U_g \cdot S \cdot K_{dc} \frac{1{,}5 \ldots 1{,}6}{\pi [2\Delta f_m]^2 C_{cp}},$$

unde C_{cp} este capacitatea circuitelor (ținînd seama de capacitățile parazite).

De obicei $K_{dc\,max}$ este de ordinul a cîtorva volți pe kilohertz.

Mărirea lui $2\Delta f_m$ duce la micșorarea pantei. Rezultă deci că cerințele unei benzi largi și a unei pante mari a caracteristicii sînt contradictorii.

Discriminatorul este critic față de acordul circuitelor și față de coeficientul de cuplaj. În cazul dezacordării circuitelor se deplasează frecvența de trecere a discriminatorului, iar caracteristica devine asimetrică. Un cuplaj prea mare între circuite poate duce la curbarea porțiunii *AB* a caracteristicii, iar un cuplaj prea mic micșorează porțiunea liniară și panta caracteristicii discriminatorului (fig. 21-3, *c*).

Discriminatorul cu circuite dezacordate (fig. 21-4). Circuitele *I* și *II* nu au aceiași parametri și sînt dezacordate față de frecvența de trecere cu mărimea $\pm\Delta f_m$.

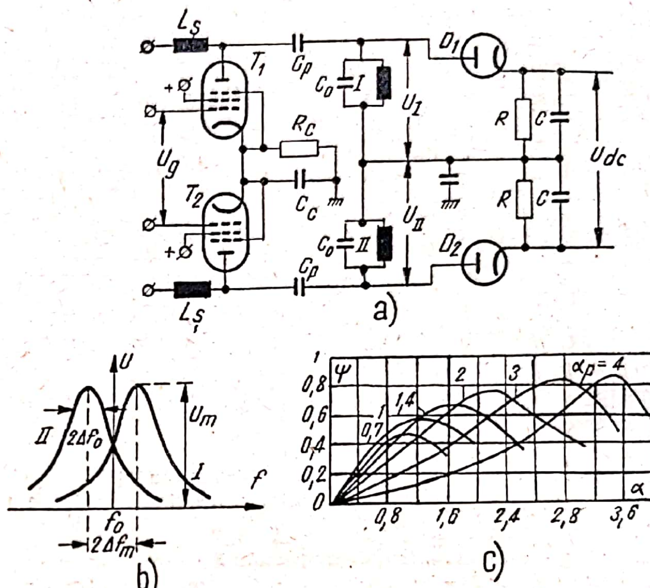


Fig. 21-4. Discriminatorul cu circuite dezacordate:
a — schema de principiu; *b* — curbele de rezonanță ale circuitelor; *c* — dependența funcției ψ de dezacordul relativ pentru diferite decalaje între frecvențele de rezonanță ale circuitelor α_r. Constanta de timp $RC \gg \frac{1}{f_0}$. Pentru $f_0=30$ MHz $R=100$ kΩ, $C=500$ pF; pentru RAF ale sistemelor cu impulsuri $R=100$ kΩ; $C=100 \div 50$ pF.

Tensiunea de ieșire este:

$$u_{ieș} = U_g S K_e K_{dc} \psi,$$

unde: ψ este funcția determinată de dezacordul relativ α și de decalajul relativ dintre frecvențele de rezonanță ale circuitelor oscilante α_r (figura 21-4, *c*);

$$\alpha_r = \frac{2\Delta f_m}{f_0} Q;$$

$$\alpha = \frac{2\Delta f}{f_0} Q;$$

K_{dc} — coeficientul de transfer al detectorului de amplitudine (de ordinul 0,9).

Pentru o valoare dată $2\Delta f_m$, panta maximă

$$K_{dc\,max} = (1{,}5 \ldots 1{,}7)\, U_g S K_{dc} \cdot \frac{1}{\pi [2\Delta f_m]^2 C_{cp}}$$

se realizează cînd $Q = (2 \ldots 3) \frac{f_0}{2\Delta f_m}$, unde C_{cp} este capacitatea circuitelor ținînd seama și de capacitățile parazite.

Panta caracteristicii discriminatoarelor cu circuite dezacordate este de 1,5 … 1,2 ori mai mare decît la discriminatoarele de fază (contratimp) pentru un același factor de calitate.

Discriminatorul de frecvență de tip modulație deoarece necesită circuite cu factor de calitate foarte mare, [rezonator de volum] (fig. 21-5) se folosește mai mult ca discriminator de gamă centimetrică.

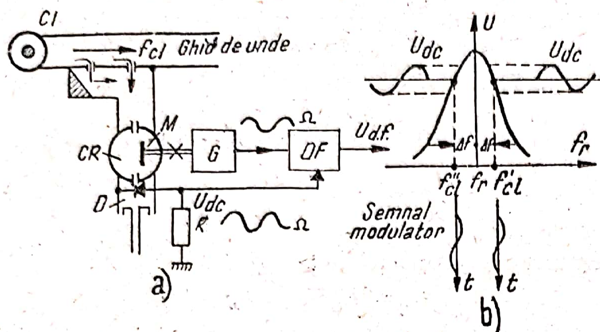


Fig. 21-5. Discriminatorul de tip modulație:
a – schema funcțională; *b* – diagrama care ilustrează funcționarea. La schimbarea semnului dezacordului se schimbă și faza tensiunii pe detector și deci și polaritatea tensiunii la ieșire.

Membrana M, care este introdusă în cavitatea rezonantă *CR* cu un factor mare de calitate, cuplată cu clistronul *Cl* schimbă frecvența de rezonanță f_r a cavității în mod periodic cu ajutorul generatorului *G* (cu frecvența Ω). Datorită acestui lucru pe rezistența detectorului *D* cuplat slab cu rezonatorul se obțin oscilații modulate în amplitudine.

Faza primei armonice a acestor oscilații este determinată de semnul dezacordului $\Delta f = f_{cl} - f_r$ (dintre frecvența clistronului f_{cl} și frecvența de rezonanță a cavității), iar amplitudinea, de mărimea acestui dezacord.

Tensiunea de ieșire a detectorului de fază, în anumite limite, este proporțională cu dezacordul Δf.

Panta caracteristicii este proporțională cu factorul de calitate al cavității rezonante puse în sarcină *Q* și depinde și de variația frecvenței de rezonanță a cavității Δf_r, produsă de modulație. Se obține un K_{dc} maxim pentru

$$2\Delta f_r \approx \frac{[0{,}7 \div 0{,}8] f_r}{Q}$$

unde *Q* de obicei este de ordinul a $(8 \ldots 10)10^3$.

Practic, panta caracteristicii este de ordinul a cîtorva zeci de volți pe megahertz.

Discriminatoare care folosesc generatorul etalon

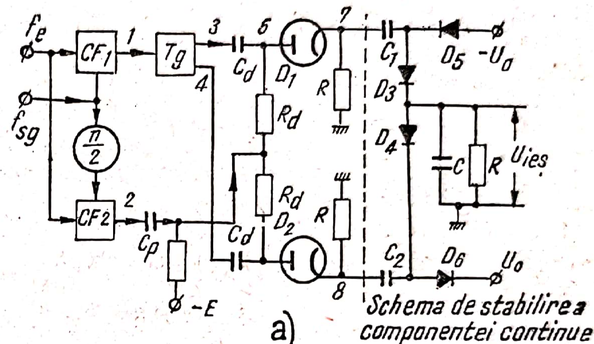
Discriminator cu bătăi nule (fig. 21-6). La discriminator se aplică oscilațiile generatorului etalon f_e și cele ale generatorului acordat care trebuie stabilizate f_{sg}.

Discriminatorul reacționează la dezacordul de frecvență dintre f_{sg} și f_e în așa fel încît tensiunea de ieșire este nulă cînd $f_{sg} = f_e$. Stabilitatea caracteristicii discriminatorului este determinată de stabilitatea frecvenței generatorului etalon.

Tensiunile de ieșire ale celor două amestecătoare au aceeași frecvență, dar se deosebesc ca fază prin unghiul $\pm\pi/2$, iar la schimbarea semnului dezacordului diferența de fază dintre aceste oscilații se schimbă cu unghiul π.

Ca rezultat al diferențierii oscilațiilor limitate în triggerul T_r apar două serii de impulsuri de polaritate diferită. După limitare în circuitele cu diode D_1 și D_2, la intrarea schemei de obținere a componentei continue, se aplică impulsurile de polaritate pozitivă cu frecvența $\Delta f = f_{sg} - f_e$ la o intrare în cazul dezacordului de un semn, și la cealaltă intrare, în cazul dezacordului de semn opus.

Pentru ca funcționarea discriminatorului să nu depindă de amplitudinea semnalelor generatoarelor, la ieșirea celui de-al doilea amestecător (punctul *2* din fig. 21-6, *a*) se conectează un limitator pentru ambele polarități dreptunghiulare (cu amplitudine constantă).



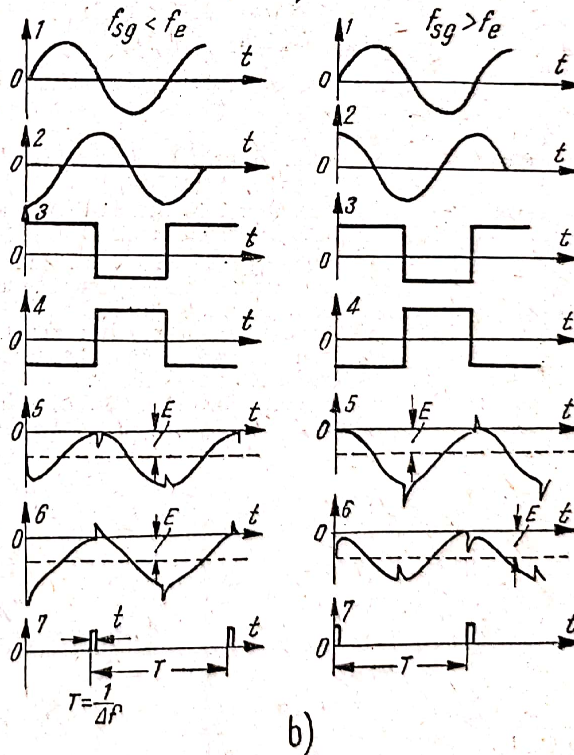


Fig. 21-6. Discriminatorul bătăilor nule:
a – schema de principiu; în schema de stabilire a componentei medii $C_1 = C_2 \ll C$. Constanta de timp *RC* este de ordinul zecimilor de secundă; U_0 (tensiunea de închidere) este ceva mai mare decît tensiunea de ieșire maximă; *b* – diagramele tensiunilor în diferite puncte (1–8) ale schemei (se presupune că în fața punctelor 7 și 8 există circuite care formează impulsuri de formă dreptunghiulară). Ordinul de mărime al rezistențelor și capacităților este: $R_d = 50 \ldots 100$ kΩ; $C_d = 50$ pF; $R = 0{,}5$ MΩ; $C = 10 \ldots 50$ μF; $C_1 = 30 \ldots 50$ pF.

Tensiunea de ieşire în anumite limite este proporţională cu mărimea Δf. Panta caracteristicii este proporţională cu amplitudinea impulsurilor în punctele 7 şi 8. Ea depinde de parametrii circuitului care stabileşte componenta medie şi poate ajunge la cîţiva zeci de volţi pe kilohertz.

Discriminatoare aperiodice. Frecvenţa de trecere a discriminatorului f_0 se deosebeşte cu o oarecare valoare constantă de f_e şi este determinată de proprietăţile de frecvenţă ale circuitelor aperiodice care urmează după două amestecătoare. Stabilitatea funcţionării lor nu este determinată de f_e, ci de stabilitatea caracteristicilor de frecvenţă ale circuitelor aperiodice.

Detectoare de fază

Detectoarele de fază au rolul de a crea o tensiune la ieşire, care este funcţie de diferenţa de fază a celor două oscilaţii sinusoidale aplicate la intrare.

Oscilaţiile de la intrare sînt de forma:

$$u_1(t)=U_{m1}\sin[\omega t+\varphi(t)]\,;\quad u_2(t)=U_{m2}\sin\omega t.$$

Una dintre aceste tensiuni (de exemplu u_2) faţă de care se calculează faza oscilaţiilor se consideră tensiunea de comparaţie. Tensiunea de ieşire este de forma:

$$u_{ieş}=K\psi[\varphi],$$

unde: K este un coeficient care depinde de amplitudinea oscilaţiilor de intrare şi de parametrii schemei;

$\psi(\varphi)$ — funcţie periodică de fază (deseori cosinusoidală).

Detectoarele de fază se împart în detectoare măsurătoare de vectori şi detectoare cu comutatoare.

Detectoarele de fază măsurătoare de vectori. Acţiunea lor este bazată pe transformarea sumei vectoriale a semnalului de intrare şi a celui de comparaţie de către detectoarele de amplitudine într-o tensiune care este funcţie de diferenţa lor de fază. Cei mai răspîndiţi sînt detectorul de fază în contratimp şi detectorul de fază inelar.

Detectorul de fază în contratimp (fig. 21-7, *a*) este format din transformatoarele Tr_1 şi Tr_2 şi detectoarele de amplitudine D_1 şi D_2.

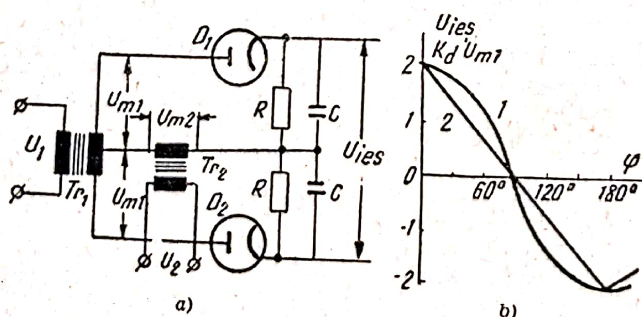


Fig. 21-7. Detectorul de fază în contratimp:
a — schema; *b* — caracteristicile (*1* — cînd $U_{m1}\ll U_{m2}$; *2* — cînd $U_{m1}=U_{m2}=U_m$).

Constanta de timp a circuitelor de sarcină ale detectoarelor se alege din condiţia $RC\geqslant\frac{2\pi}{\omega}$ (este suficientă realizarea egalităţii $RC=\frac{20\pi}{\omega}$).

În cazul detecţiei liniare, cînd U_{m1} şi U_{m2} nu sînt foarte mici, tensiunea de ieşire este:

$$u_{ieş}=K_d\left[\sqrt{U_{m1}^2+U_{m2}^2+2U_{m1}U_{m2}\cos\varphi}-\right.$$
$$\left.-\sqrt{U_{m1}^2+U_{m2}^2+2U_{m1}U_{m2}\cos(180°-\varphi)}\right]$$

unde K_d este coeficientul de detecţie

$$K_d=\sqrt[3]{\frac{3\pi R_{int}}{R}}\approx 0{,}8\ldots0{,}9.$$

R_{int} este rezistenţa interioară directă a diodei şi rezistenţa surselor (de ordinul 200—500 Ω).

Dacă una dintre tensiuni este cu mult mai mare decît alta (de exemplu $U_{m2}\gg U_{m1}$), atunci

$$u_{ieş}=2K_dU_{m1}\cos\varphi(t).\,(^*)$$

Această dependenţă este cosinusoidală (caracteristica *1* din fig. 21-7, *b*).

Tensiunea de ieşire este maximă şi egală cu $2K_dU_{m1}\approx(1{,}9\ldots1{,}95)U_{m1}$ cînd $\varphi=0,\ \pm2\pi\ldots$ şi egală cu zero cînd $\varphi=\pm\pi,\ \pm3\pi$.

În cazul cînd

$$U_{m1}=U_{m2}=U_m$$

pe porţiunea 0—π

$$u_{ieş}=2\sqrt{2}K_dU_m\cos\left(\frac{\pi}{4}+\varphi\right).$$

Această dependenţă reprezintă o curbă asemănătoare cu un dinte de ferăstrău simetric (caracteristica *2* din fig. 21-7, *b*).

În cazul detecţiei pătratice (cazul amplitudinilor mici)

$$u_{ieş}=K'_dU_{m1}U_{m2}\cos\varphi(t),$$

unde K'_d este coeficientul de transfer al detectorului de amplitudine pătratic.

D e t e c t o r u l d e f a z ă i n e l a r (fig. 21-8) se deosebeşte de detectorul de fază în contratimp prin prezenţa diodelor D_2 şi D_4 pe diagonale.

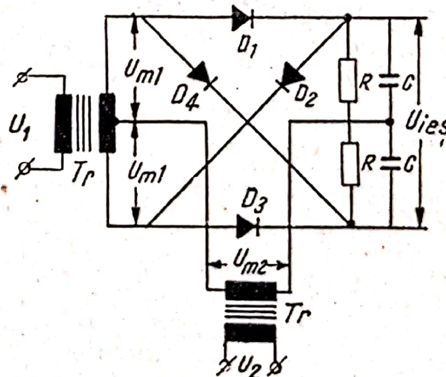


Fig. 21-8. Detectorul de fază inelar.

Curba dependenţei tensiunii de ieşire de fază are o formă apropiată de o cosinusoidă, însă mărimea tensiunii de ieşire a unui astfel de detector de fază este aproximativ de 2 ori mai mică decît la detectorul de fază în contratimp în condiţii egale.

---

*) Faza $\varphi(t)$ este o funcţie de timp care variază lent.

Detectoare de fază cu comutare. Acţiunea lor este bazată pe schimbarea periodică a conductanţei unor porţiuni determinate ale circuitului în ritmul semnalului de comparaţie. Cea mai răspîndită este schema cu intrare simetrică (fig. 21-9).

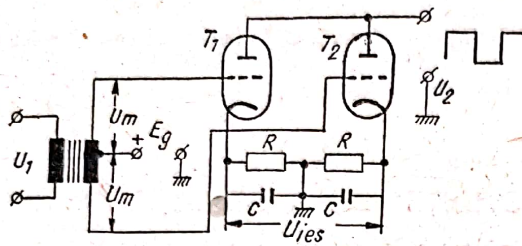


Fig. 21-9. Detectorul de fază cu comutare cu intrare simetrică.

Semnalul de comparaţie este o oscilaţie de formă dreptunghiulară cu amplitudine de 75—150 V care se aplică pe anozii celor două tuburi în fază. Semnalul de intrare se aplică pe grilele tuburilor în contratimp. Constanta de timp a circuitului de sarcină se alege din condiţia $RC \gg \frac{2\pi}{\omega}$ (de exemplu $R = \frac{20\pi}{\omega}$).

De obicei rezistenţa R are mărimea de 1—3 kΩ.

Pentru a asigura funcţionarea tuburilor pe porţiunile liniare ale caracteristicilor se aplică pe grile o tensiune pozitivă care deplasează punctul de funcţionare.

Tensiunea este de ordinul a 12...20 V.

Tensiunea de ieşire este:

$$U_{ieş} = \frac{2S_d R U_m}{\pi} \cos\varphi,$$

unde $S_d = \frac{S}{1+\frac{R}{2R_i}}$

S şi R_i sînt panta caracteristicii şi rezistenţa internă a tubului corespunzătoare punctului de funcţionare;

U_m — amplitudinea tensiunii pe grila tubului.

Schemele detectoarelor de fază de toate tipurile au o inerţie, condiţionată de prezenţa filtrului RC. Inerţia detectorului inelar este ceva mai mică decît inerţia detectoarelor de fază de alte tipuri.

Elemente de comandă de frecvenţă

Elemente de comandă electronice. Cel mai răspîndit element de comandă de frecvenţă este tubul de reactanţă care este echivalent cu o capacitate sau o inductanţă conectată la circuitul generatorului. Mărimea reactanţei depinde de panta caracteristicii tubului care este determinată de tensiunea de negativare de pe grilă. Această tensiune variază în mod corespunzător cu tensiunea de comandă care vine de la discriminator (prin filtru).

C a r a c t e r i s t i c a d e b a z ă a elementului de comandă este dependenţa frecvenţei generate (sau a deviaţiei de frecvenţă Δf) de tensiunea de comandă u_c (sau de variaţiile ei Δu_c):

$$f = \psi_1(u_c); \quad \Delta f = \psi_1(\Delta u_c).$$

Panta caracteristicii (în kilohertzi pe volt) pe porţiunea liniară este:

$$K_c = \left(\frac{\Delta f}{\Delta u_c}\right).$$

La tuburile de reactanţă pentru o bună funcţionare este necesar ca μ să fie mare, iar defazarea dintre tensiunea pe anod şi curentul tubului să fie apropiată de $\pi/2$. Ultima

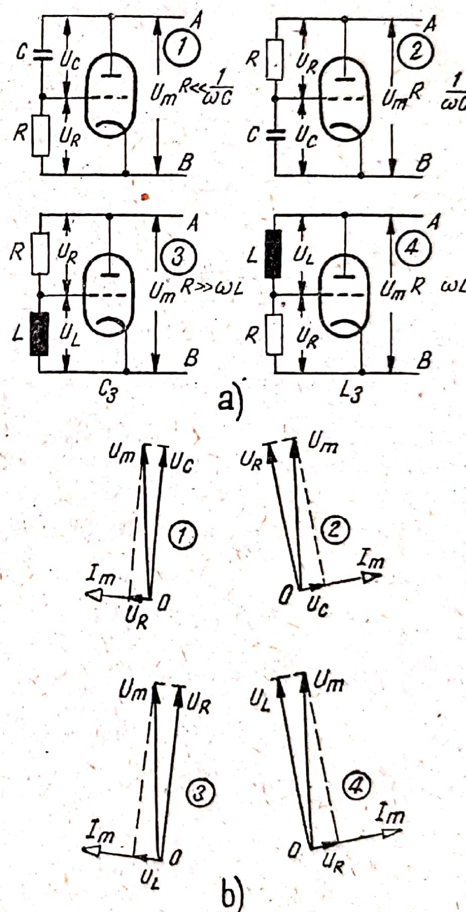


Fig. 21-10. Tubul de reactanţă:
a – schemele pentru capacitatea echivalentă C_e şi pentru inductanţa echivalentă L_e (A şi B – punctele de cuplare la circuitul generatorului); *b* – diagramele vectoriale. Numerele diagramelor corespund cu numerele schemelor; I_m – amplitudinea oscilaţiilor curentului anodic al tubului; schemele 1 şi 3 sînt pentru capacităţi echivalente iar 2 şi 4 pentru inductanţe echivalente.

condiţie se realizează prin alegerea circuitului de defazare RC (sau RL), astfel încît tensiunea care se aplică pe grila tubului să fie defazată faţă de tensiunea de la bornele circuitului cu un unghi apropiat de $\pi/2$ (fig. 21-10).

Capacitatea sau inductanţa echivalentă a tubului sînt egale cu:

$$C_e = CRS = \frac{L}{R} S;$$

$$L_e = \frac{CR}{S} = \frac{L}{RS}.$$

Pentru funcţionarea în sistemul de reglare automată a frecvenţei (RAF) este necesar ca la acţiunea tensiunii de comandă să se schimbe panta S a tubului în urma cărui fapt reactanţa se va schimba de asemenea cu mărimea:

$$\Delta C_e = \frac{\Delta S}{S} C_e; \quad \Delta L_e = -\frac{\Delta S}{S} L_e.$$

Tubul poate funcţiona în regimul de lucru clasă A (fără tăiere) sau în regimul de lucru clasă C.

In primul caz, negativarea (deplasarea) iniţială se alege egală cu jumătate din tensiunea corespunzătoare porţiunii de lucru (în care panta S se schimbă), iar amplitudinea oscilaţiilor pe grila tubului trebuie să fie cu mult mai mică decît această tensiune. Variaţia maximă a pantei va fi:

$$\Delta S_{max} = \frac{S_{max}}{2}.$$

In cel de-al doilea caz, amplitudinea oscilaţiilor de pe grilă trebuie să fie aproape cît jumătatea tensiunii de tăiere a tubului, iar negativarea trebuie să asigure unghiul de tăiere $\pi/2$.

Exemplu. Tubul are: $S=7$ mA/V; $S_{max}=9$ mA/V, $S_{min}=6$ mA/V (cînd $\Delta u_d=5$ V) şi se montează după schema 1 din fig. 21-10, *a*, unde este ales $C=100$ pF şi $R=1$ kΩ, ţinînd seama că $R \ll \frac{1}{\omega C}$ cînd $\omega=19\cdot 10^6$ ($f_0 \approx 3$ MHz).

Se obţine:

$$C_e = RCS = 0{,}1\cdot 10\cdot 7 = 7 \text{ pF};$$

$$\Delta C_e = \frac{\Delta S}{S} C_e = \frac{3}{7} 7 = 3 \text{ pF}.$$

Variaţia de frecvenţă se poate exprima astfel:

$$\Delta f \approx \frac{\Delta C_e}{2C_0} f_0,$$

unde: C_0 este capacitatea generală a circuitului ţinînd seama de capacitatea C_e;
f_0 — frecvenţa de rezonanţă.

Dacă se ia $f_0=3$ MHz şi $C_0=50$ pF, atunci

$$\Delta f = \frac{3}{2\cdot 50} 3 \approx 0{,}1 \text{ MHz}.$$

Prin urmare:

$$K_c = \frac{\Delta f}{\Delta u_c} = \frac{0{,}1\cdot 10^3}{5} = 20 \text{ kHz/V}.$$

După alegerea regimului de lucru trebuie să se facă verificarea experimentală a tubului de reactanţă.

Pentru micşorarea influenţei instabilităţii surselor de alimentare şi a altor cauze de instabilitate se pot folosi două tuburi de reactanţă montate în contratimp.

Prin acest mod de montare nu se va obţine o mărire a pantei caracteristicii K_c a elementului de comandă.

Pentru micşorarea lui K_c se poate micşora coeficientul de cuplaj al tubului cu circuitul oscilant.

Elementul de comandă electromecanic are un amplificator şi un motor.

Cerinţele de bază impuse motorului sînt: posibilitatea de rotire în ambele sensuri, inerţia mică a circuitului rotorului şi o tensiune mică de pornire.

21-4. SISTEMUL DE REGLARE AUTOMATĂ A FRECVENŢEI DUPĂ DEVIAŢIA DE FRECVENŢĂ ÎN CAZUL OSCILAŢIILOR CONTINUE CU DISPOZITIV DE EXECUŢIE ELECTRONIC

In regim staţionar, eficacitatea sistemului RAF este caracterizată prin coeficientul de autoreglare $K_r = 1 + K_d K_c$ care arată de cîte ori se micşorează (Δf_{rem}) devierea frecvenţei intermediare Δf_{st} de la valoarea nominală pentru o deviaţie a frecvenţei semnalului Δf_s sau pentru o deviaţie a frecvenţei heterodinei în urma instabilităţii ei Δf_h (v. p. 483).

$$\Delta f_{st} = \frac{\Delta f_s}{K_r}; \quad \Delta f_{st} = -\frac{\Delta f_h}{K_r}.$$

Mărimea Δf_{st} se numeşte dezacord remanent.

Mărirea exagerată a lui K_r (mai mult de 50 ... 100) este impiedicată de pericolul unei funcţionări instabile.

Pentru a realiza un acord normal coeficientul $K = K_d K_c$ trebuie să fie pozitiv ($K > 0$), în cazul cînd frecvenţa semnalului este mai mare decît a heterodinei, şi negativ ($K < 0$), în cazul cînd frecvenţa semnalului este mai mică decît a heterodinei.

Semnul necesar pentru coeficientul K se asigură prin legarea corectă a bornelor de ieşire ale discriminatorului la elementul de comandă (adică prin alegerea semnului lui K_d).

Sistemul RAF după frecvenţă are o gamă de frecvenţă limitată în care poate lucra efectiv.

Iniţial sistemul trebuie să lucreze în regimul de prindere, ceea ce se realizează prin variaţia frecvenţei semnalului în sensul micşorării dezacordului pînă la o valoare determinată $\pm\Delta f_{pr}$ pentru care începe acţiunea efectivă de reglare. Valoarea $2\Delta f_{pr}$ se numeşte b a n d a d e p r i n d e r e.

La mărirea deviaţiei de frecvenţă a semnalului (în timpul acţionării sistemului RAF) pentru o valoare care depăşeşte valoarea $\pm\Delta f_{re}$ se observă o oprire bruscă a acţiunii de reglare.

Mărimea $2\Delta f_{re}$ se numeşte b a n d ă d e r e ţ i n e r e.

Mărimile benzilor de reţinere şi de prindere depind de forma caracteristicii discriminatorului.

Intotdeauna $2\Delta f_{pr} \leqslant 2\Delta f_{re}$ (fig. 21-11, *a*).

Pentru determinarea benzii de reţinere şi de prindere este necesar să se determine punctele de tangenţă M_{pr} şi M_{re} ale caracteristicii discriminatorului cu dreptele care

trec sub unghiul $\beta = \operatorname{arctg} K_c$ față de axa ordonatelor (fig. 21-11, *b*).

In regimul tranzitoriu comportarea sistemului depinde de caracteristica filtrului.

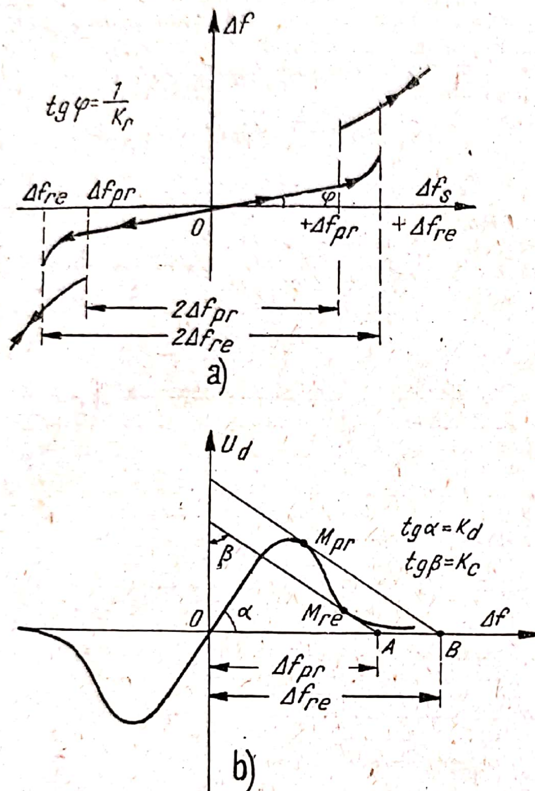


Fig. 21-11. Diagramele de lucru ale sistemului RAF în cazul devierilor mari ale frecvenței :

a – dependența dezacordului Δf de variația frecvenței semnalului Δf_s (sistemul de reglare automată a frecvenței funcționează efectiv în interiorul benzii de reținere, dacă la început ea s-a aflat în regimul de autoreglare, și în interiorul benzii de prindere, dacă ea la început nu s-a aflat în regimul de urmărire din cauza devierilor foarte mari ale frecvenței semnalului față de frecvența heterodinei ; *b* – diagrama pentru determinarea lui Δf_{pr} și Δf_{re} ($OA = \Delta f_{pr}$, $OB = \Delta f_{re}$).

In cazul filtrului cu un singur element *RC* caracteristica de trecere are forma unei exponențiale (p. 476) cu constanta de timp $\tau = \frac{RC}{K_r}$, iar timpul de stabilire este egal cu :

$$t_s = \frac{2{,}5 \ldots 3}{K_r} RC.$$

In cazul filtrului cu două elemente (cu parametrii $T_1 = R_1C_1$ și $T_2 = R_2C_2$) sau în cazul a două filtre cu un singur element, cînd K_r este considerabil și în cazul constantelor de timp apropiate $T_1 \approx T_2$, procesul are un caracter oscilant.

In cazul filtrului cu două elemente, durata regimului tranzitoriu este

$$t_t \approx \frac{6T_1T_2}{T_1 + T_2 + R_2C_1},$$

iar în cazul a două filtre cu un singur element

$$t_t = \frac{6T_1T_2}{T_1 + T_2}.$$

Stabilirea aperiodică (monotonă) a frecvenței se obține în cazul constantelor de timp T_1 și T_2 foarte diferite (de 10 ori și chiar mai mult) cînd după proprietățile sale sistemul se apropie de sistemul cu filtru cu un singur element.

Pentru obținerea procesului aperiodic constanta de timp a filtrului de bază trebuie să fie de 10—15 ori mai mare decît constanta de timp a circuitului de sarcină al discriminatorului de frecvență.

Folosirea filtrelor cu multe elemente în sistemele de reglare automată a frecvenței acolo unde aceasta nu este cerută de considerente speciale, este nerațională.

In radioreceptoarele cu modulație de amplitudine pentru obținerea de indici dinamici buni, în fața discriminatorului de frecvență se pune un limitator de amplitudine.

In radioreceptoarele cu modulație de frecvență este necesar să se asigure înlăturarea acțiunii de demodulare a sistemului de reglare automată a frecvenței asupra semnalului amplificat, ceea ce se realizează prin alegerea constantei de timp a filtrului din condiția

$$T > T'_{min} = \frac{K_r \sqrt{1 - m^2}}{m\Omega_{min}},$$

unde : m este gradul de atenuare a modulației de frecvență de către sistemul de reglare automată a frecvenței (la frecvența minimă de modulație Ω_{min}), adică raportul dintre amplitudinea devierii frecvenței heterodinei și amplitudinea devierii frecvenței purtătoarei produse de modulația de frecvență ($0 < m < 1$).

Afară de aceasta este necesar ca nivelul purtătoarei în spectrul modulației de frecvență a semnalului să aibă o mărime suficientă, ceea ce se realizează prin alegerea corespunzătoare a indicelui de modulație.

In radioreceptoarele cu multe etaje semnalul de ieșire întîrzie în raport cu acela de intrare în timpul de trecere a semnalului prin amplificatorul de medie frecvență. In cazul acesta se înrăutățește stabilitatea sistemului de reglare automată a frecvenței.

Pentru asigurarea unei funcționări stabile este necesar ca constanta de timp a filtrului (în sistemul cu filtru cu un singur element) să se aleagă din condiția

$$T \geqslant T''_{min} = \frac{2K_dK_c}{\pi}\tau_t,$$

unde : τ_t este timpul de întîrziere care depinde de numărul etajelor amplificatorului de medie frecvență n și banda de trecere B a fiecărui etaj.

Pentru amplificatorul de rezonanță

$$\tau_t = \frac{\left(\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}\right) n}{\pi B}.$$

21-5. SISTEMUL RAF DUPĂ FRECVENŢĂ CU DISPOZITIVE DE EXECUŢIE ELECTROMECANICE

Datorită prezenţei motorului sistemul este astatic. Aceasta înseamnă că în regimul staţionar lipseşte dezacordul dacă nu se ia în consideraţie frecarea uscată în motor.

Pentru micşorarea erorii datorită frecării este necesar să se folosească motoare cu tensiune mică de pornire U_p. In cazul lui U_p dat, dezacordul Δf_s corespunzător frecării (eroarea de frecare) este: $\Delta f_s = \frac{U_p}{K}$, unde K este coeficientul de amplificare care caracterizează tensiunea motorului în cazul unui salt treaptă (în circuit deschis).

In regimul de variaţie a frecvenţei semnalului cu o viteză constantă, în sistem există un dezacord constant (eroarea de viteză) a cărui mărime este egală cu: $\Delta f = \frac{v_s}{K}$, unde v_s este viteza de variaţie a frecvenţei semnalului, iar K — coeficientul de amplificare.

Dezavantajul sistemului este inerţia lui însemnată, datorită (în prezenţa reductorului) îndeosebi inerţiei mecanice a rotorului motorului. Pentru o funcţionare rapidă se măreşte coeficientul K şi se introduc diferite circuite de corecţie (v. p. 488).

Funcţia de transfer a sistemului (fără elemente de corecţie) este:

$$Y_0(s) = \frac{\Delta f_h}{\Delta f_s} = \frac{K}{s(T_m s+1)+K},$$

în care: K este coeficientul de amplificare în sistem;

$\frac{\Delta f_h}{\Delta f_s}$ — raportul dintre devierea frecvenţei heterodinei şi frecvenţa semnalului în circuitul închis;

T_m — constanta de timp electromecanică a motorului;

$s = \frac{d}{dt}$ — simbolul de diferenţiere.

21-6. SISTEMUL RAF DUPĂ FAZĂ

Sistemele RAF după fază se folosesc pentru acordul (reglarea) frecvenţei generatorului stabilizat f_{sg} după frecvenţa generatorului etalon f_e.

In sistemul RAF după fază, în regim staţionar există o diferenţă de fază constantă remanentă, în cazul căreia se asigură egalitatea frecvenţelor $f_e = f_{sg}$.

Sistemul RAF după fază este prevăzut cu un filtru RC trece-jos a cărui destinaţie constă în micşorarea frecvenţelor armonice care apar la ieşirea detectorului de fază.

Dacă o frecvenţă mai mică din acele combinate f_m trebuie să fie atenuată de m ori, atunci constanta de timp T a filtrului trebuie să fie mai mare decît

$$T > T_{min} = \frac{0{,}23}{m f_m},$$

Afară de aceasta filtrul este necesar pentru micşorarea (atenuarea) influenţei paraziţilor care pot pătrunde la intrarea sistemului împreună cu tensiunea generatorului etalon.

Sistemul RAF după fază are o bandă de reţinere $2\Delta f_{re}$, aleasă corespunzător unei devieri maxime posibile a frecvenţei generatorului stabilizat (care are loc în momentul de realizare a tensiunii maxime la ieşirea detectorului de fază):

$$2\Delta f_{re} = K_c K_{df},$$

unde: K_c este coeficientul de transfer;

K_{df} — valoarea maximă a tensiunii de ieşire a detectorului de fază pentru valori date ale tensiunilor aplicate la intrarea lui, adică atunci cînd $\cos\varphi = 1$ corespunzător cu formula (*) de la p. 496.

$$K_{df} = 2K_d U_{m1}.$$

Coeficientul K_{df} are dimensiunea unei tensiuni.

El depinde de tipul detectorului şi de caracteristicile tuburilor folosite.

Sistemul poate să funcţioneze numai în cazul cînd banda de prindere este mai mică decît dezacordul iniţial dintre generatorul stabilizat şi cel etalon, care trebuie să fie compensat de sistem.

Sistemul RAF după fază are o bandă de prindere care depinde de constanta de timp a filtrului. Cu mărirea lui T banda de prindere se micşorează (fig. 21-12).

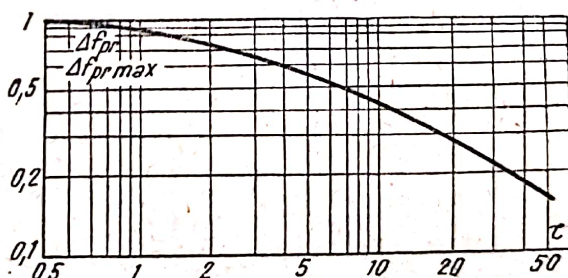


Fig. 21-12. Dependenţa raportului benzii de prindere Δf_{pr} şi benzii maxime de prindere $\Delta f_{pr\,max}$ (egală cu banda de prindere Δf_{pr}) de mărimea τ, legată de constanta de timp a filtrului prin relaţia $\tau = T\Delta\omega_{pr\,max} = \tau_2 \Delta f_{pr}$.

In prezenţa filtrului RC cu un singur element în cazul abaterilor mici de la starea de echilibru, aspectul caracteristicii de transfer a sistemului este determinat de mărimea

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{K}{T}},$$

în care K în sistemele reale este ceva mai mic decît mărimea

$$2\pi(2\Delta f_{re}) = 2\pi K_{fd} K_c.$$

Cînd $\zeta > 1$, procesul este aperiodic, iar cînd $\zeta < 1$, procesul este oscilant.

Oscilaţiile generatorului de stabilizare pot avea nu numai un caracter sinusoidal, ci şi un caracter de impuls. In acest caz detectorul de fază funcţionează în regim de impulsuri şi coeficientul lui de transfer se micşo-

rează de $1/t_i f_e$ ori (t_i — durata impulsurilor). Folosind oscilațiile în impuls se poate realiza acordul după fază a generatorului stabilizat, a cărui frecvență este mai mare decît frecvența etalon de n ori (n=2...3).

Dezavantajul sistemului RAF după fază este mărimea mică a benzii de prindere și reținere. De aceea, în practică se folosesc sisteme combinate RAF după frecvență (pentru înlăturarea dezacordurilor mari de frecvență) și RAF după fază (pentru înlăturarea dezacordului remanent mic).

21-7. SISTEME RAF ÎN IMPULSURI

Aceste sisteme se folosesc în special în receptoarele stațiilor de radiolocație, pentru care este caracteristic raportul mic dintre banda de trecere și frecvența purtătoare. Datorită acestui fapt, sistemele trebuie asigurate cu o instalație automată pentru căutarea frecvenței semnalului.

După prindere generatorul de căutare se decuplează și sistemul funcționează în regimul de urmărire.

Proprietățile elementelor sistemelor RAF în impulsuri

Dispozitive de comandă

Ca heterodină de regulă se folosește clistronul a cărui frecvență în domeniul de lucru ales se variază prin reglarea tensiunii negative pe reflector (fig. 21-13). Pentru un astfel de dispozitiv de comandă a frecvenței coeficientul de transfer este

$$K_c = \frac{\Delta f_{cl}}{\Delta u_c} < 0.$$

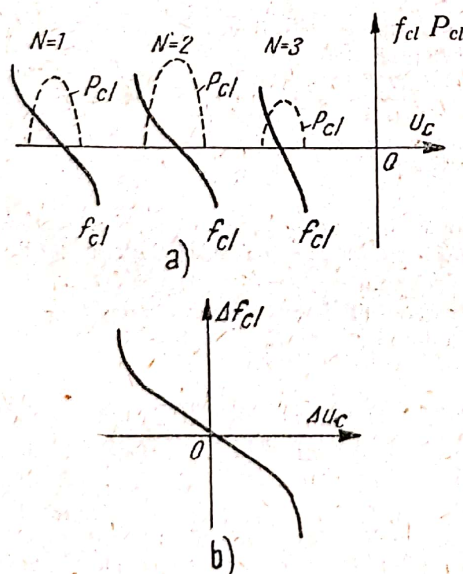


Fig. 21-13. Caracteristicile generatorului clistron: *a* — dependența frecvenței f_{cl} și a puterii oscilațiilor P_{cl} a clistronului de tensiunea negativă pe reflector pentru trei domenii (zone) de generare N=1, 2, 3; *b* — devierea frecvenței clistronului în funcție de variația tensiunii de comandă.

Discriminatoare

Banda de trecere a circuitelor discriminatorului trebuie să asigure trecerea impulsurilor, adică

$$B \geqslant \frac{1,5}{t_i},$$

în care t_i este durata impulsurilor.

Intervalul de frecvență dintre maximul și minimul caracteristicii se poate mări prin folosirea discriminatorului cu circuite dezacordate (care de fapt este cel mai des folosit).

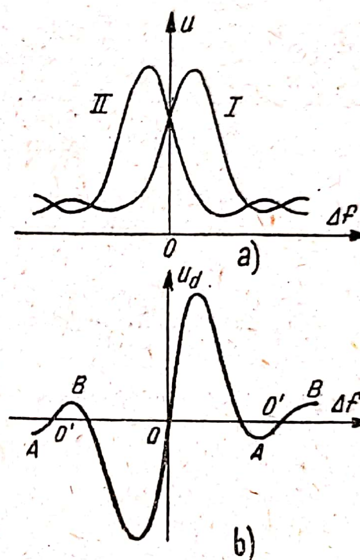


Fig. 21-14. Diagramele pentru ilustrarea particularităților discriminatoarelor la acțiunea impulsurilor: *a* — caracteristicile de frecvență ale circuitelor *I* și *II* ale discriminatorului cu circuite dezacordate în cazul acțiunii impulsurilor; *b* — caracteristica de frecvență a discriminatorului de impulsuri. Datorită prezenței porțiunilor *AB* și a punctelor nule *O'* pot apărea acorduri false, corespunzătoare unor devieri însemnate ale frecvenței intermediare de la valoarea nominală.

Amplitudinea impulsurilor care acționează asupra circuitelor discriminatorului scade nemonoton cu dezacordul și, datorită acestui fapt, este posibilă formarea acordurilor false (fig. 21-14). Pentru evitarea acestora este necesar să se realizeze condiția

$$\frac{\pi f_r t_i}{Q} > 1,5,$$

unde: Q este factorul de calitate al circuitului;
f_r — frecvența de rezonanță.

Cînd discriminatoarele se folosesc la frecvențe intermediare mari (30...60 MHz), este rațional să aibă ieșiri simetrice.

În schema simetrică (fig. 21-15) panta caracteristicii se micșorează de două ori.

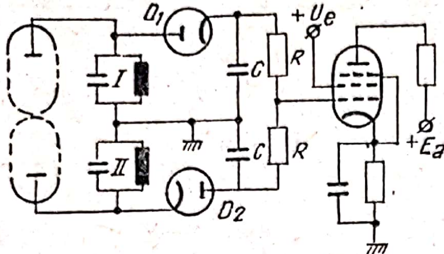


Fig. 21-15. Schema discriminatorului de frecvență cu ieșire simetrică. Tensiunea se obține între punctul mediu al rezistențelor de sarcină R ale detectoarelor cu diodă D_1 și D_2 ale discriminatorului de masă.

Constanta de timp a circuitului de sarcină $RC < t_i$.

Deoarece $K_c < 0$, este necesar ca $K_d < 0$ pentru acordul inferior $(f_s > f_h)$ și $K_{dc} > 0$ pentru acordul superior $(f_s < f_h)$.

Schema reglajului automat al frecvenței cu generator de căutare serie

Dispozitivul include circuitul de fixare (detectorul de vîrf) și schema de comandă intermediară (GC) care la căutare funcționează ca generator de impulsuri de forma dintelui de ferăstrău (fig. 21-16).

În regim de căutare, pe anodul tubului GC apar oscilații periodice de forma dintelui de ferăstrău care acționează asupra reflectorului clistronului și prin aceasta îi schimbă periodic frecvența în limitele unei zone de generare. Tensiunea la intrarea GC în cazul acesta este apropiată de zero.

Oprirea căutării se produce în momentul apariției la ieșirea discriminatorului a unor impulsuri pozitive de amplitudine suficientă, care, după detectarea de vîrf în circuitul de fixare, creează la intrarea GC o tensiune negativă.

În regimul de reglare generatorul de căutare GC acționează ca un amplificator cu inerție cu constantă mare de timp, datorită cărui fapt procesele în sistem decurg relativ lent. În cazul acesta variațiile frecvenței magnetronului duc la dezacord suplimentar și deci la mărirea sau micșorarea corespunzătoare a amplitudinii impulsurilor pozitive la ieșirea discriminatorului de frecvență (DFI). Datorită acestui fapt se schimbă tensiunea la ieșirea circuitului de fixare (CF) și, ca urmare, se schimbă și tensiunea reflectorului clistronului. Acesta produce o astfel de variație a frecvenței clistronului încît se micșorează dezacordul.

Pentru regimul staționar este caracteristică prezența dezacordului $\Delta f_{st} < 0$ dintre frecvența intermediară f_i și frecvența de trecere a discriminatorului f_0. În cazul acesta (deoarece $K_{dc} < 0$) pe detectorul de vîrf se aplică impulsuri de polaritate negativă.

În legătură cu această particularitate este rațional ca frecvența de trecere a discriminatorului să se aleagă mai apropiată de curbura inferioară a caracteristicii, iar amplificatorul de frecvență intermediară (AFI) să se acordeze pe frecvența $f_{i0} = f_0 - \Delta f_{st}$.

La abaterea frecvenței semnalului cu o mărime constantă, în sistem apare un proces tranzitoriu, după terminarea căruia dezacordul în sistem se apropie de valoarea inițială Δf_{st}.

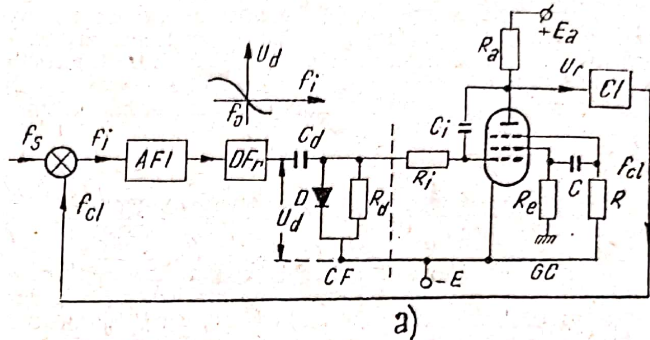


Fig. 21-16. Sistemul RAF în impulsuri cu generator de căutare serie :

a — schema funcțională ; *AFI* — amplificator de frecvență intermediară ; *CF* — circuit de frînare — detectorul de vîrf care detectează impulsurile de polaritate pozitivă ; *DFI* — discriminator de frecvență ; *GC* — generatorul de căutare și circuitul de comandă ; datele orientative ale schemei : *T*—6J4 ; R_a = 1 MΩ ; C_i = 2000 pF ; R_i = 2,2 MΩ ; R_e = 80 kΩ ; R_i = 2,2 MΩ; C = 8200 pF ; E_a = +250 V ; frecvența oscilațiilor cînd $u_d = 0$ este aproape de 0,5—1 Hz ; *b* — diagramele de timp în regimul de autoreglare ; u_d — tensiunea la ieșirea detectorului de vîrf ; u_c — tensiunea de comandă transmisă pe clistron ; *b* — caracteristica discriminatorului (*AB* — porțiunea de lucru ; f_{i0} — valoarea nominală a frecvenței intermediare).

Durata proceselor tranzitorii în cazul dezacordurilor negative $(\Delta f_s < 0)$ este mai mică decît în cazul dezacordurilor pozitive.

Regimul inițial se stabilește pe calea alegerii unei tensiuni inițiale pe reflectorul clistronului.

21-8. REGLAREA (CONTROLUL) AUTOMATĂ A AMPLIFICĂRII (RAA)

Sistemul de reglare automată a amplificării este destinat pentru stabilizarea nivelului semnalelor de la ieșirea radioreceptorului în cazul variației amplitudinii frecvenței purtătoare a semnalului de la intrare într-o gamă dinamică largă.

RAA „înapoi" este un sistem cu reacție. Tensiunea de la ieșirea amplificatorului de frecvență intermediară după detectare se aplică sub forma de negativare pe grilele tuburilor de reglare, premergătoare detectorului și schimbă

amplificarea etajelor în aşa fel încît tensiunea de ieşire se stabilizează (fig. 21-17).

RAA „înainte" este un sistem fără reacţie.

Tensiunea după detectorul RAA se aplică sub formă de negativare pe etajele următoare.

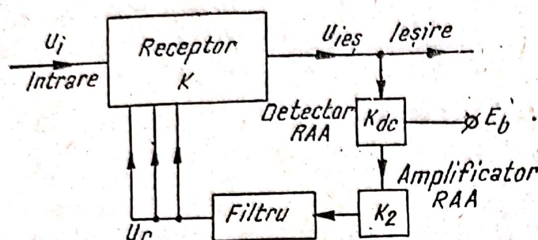


Fig. 21-17. Schema funcţională a sistemului RAA.

Panta caracteristicii tuburilor electronice variază în acest caz în aşa fel încît tensiunea de ieşire rămîne aproape neschimbată.

Dezavantajele de bază ale sistemului RAA „înainte" sînt: 1) variaţia amplitudinii semnalului de la ieşire, la variaţia coeficienţilor de amplificare ai circuitelor, care urmează după detectorul RAA şi 2) durata mare de stabilizare în comparaţie cu sistemul de reacţie. Ulterior se va cerceta sistemul RAA „înapoi".

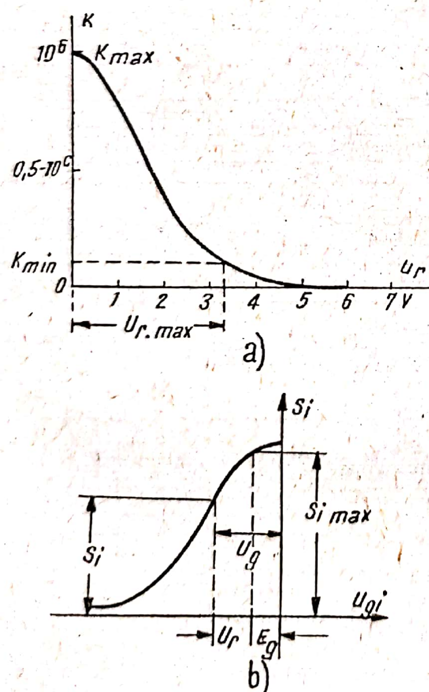


Fig. 21-18. Curbele iniţiale pentru calculul caracteristicilor statice ale sistemului RAA:
a – caracteristica de reglare a sistemului RAA;
b – dependenţa pantei caracteristicii unui tub de tensiunea de negativare $U_g=E_g+U_r$.

RAA cu blocare. Pentru ca să nu micşoreze amplificarea receptorului în cazul semnalelor de intrare mici în sistemele RAA cu blocare pe detectorul sistemului RAA se aplică o tensiune mică de blocare E_b (de ordinul a cîtorva volţi). Ea se calculează astfel încît detectorul RAA să înceapă să funcţioneze în momentul cînd tensiunea de intrare atinge valoarea minimă $u_{ieş\,min}$, apropiată de sensibilitatea receptorului: $E_b=K_{max}U_{intr\,min}$ (K_{max} – coeficientul de amplificare maxim al receptorului).

RAA cu amplificare este sistemul cu amplificarea suplimentară K_2 în circuitul de reacţie.

Cu ajutorul RAA cu amplificare se poate obţine o tensiune de ieşire constantă mult mai mare în comparaţie cu cea a sistemelor RAA obişnuite (fără amplificare).

Acţiunea RAA este bazată pe variaţia coeficientului de amplificare al receptorului K datorită aplicării tensiunii de reglare U_r sub formă de negativare pe grilele etajelor reglate. Funcţia $K(U_r)$ se numeşte caracteristică de reglare (fig. 21-18, *a*).

Schema funcţională a RAA (fig. 21-17). Tensiunea de ieşire a receptorului de amplitudine $U_{ieş}$ se aplică pe detectorul CAA (coeficientul de transfer K_d=0,9...0,95) şi apoi la amplificator (cu coeficientul K_2). Tensiunea obţinută se aplică prin filtrul *RC* sub formă de negativare U_r (tensiune de reglare) pe etajele de amplificare.

Pe detector se aplică tensiunea de blocare E_b.

Cînd amplitudinea tensiunii de la intrare devine mai mare decît $U_{intr\,min}$, tensiunea pe detector depăşeşte E_b, şi U_r creşte. Datorită acestui fapt coeficientul de amplificare al receptorului scade.

În cazul amplitudinii maxime determinată dinainte a tensiunii la intrare $U_{intr\,max}$, coeficientul de amplificare va fi minim (K_{min}), iar tensiunea la ieşire maximă $U_{ieş\,max}$. În cazul acesta $U_{ieş\,max}=U_{intr\,max}K_{min}$.

Caracteristicile statice ale sistemului RAA

Caracteristica statică (fig. 21-19) reprezintă dependenţa amplitudinii tensiunii de ieşire $U_{ieş}$ (sau a tensiunii de reglare U_r) de amplitudinea tensiunii de la intrare în regim staţionar.

Caracteristica $U_{ieş}$ (U_{intr}) are două porţiuni: prima (care are înclinare mare) de la zero pînă la $U_{intr\,min}$ şi a doua (cu înclinare mică) începe de la $U_{intr\,min}$.

Coeficientul $\beta=\frac{U_{ieş\,max}}{U_{ieş\,min}}$, care arată de cîte ori se schimbă tensiunea de ieşire în cazul gamei dinamice date de variaţia amplitudinii tensiunii de la intrare $\alpha=\frac{U_{intr\,max}}{U_{intr\,min}}$, este un indice important al calităţii sistemului RAA.

Pentru a se asigura valoarea cerută a lui β este necesar să se aleagă coeficientul de amplificare RAA conform formulei:

$$K_2=\frac{U_{r\,max}}{U_{2\,min}(\beta K_d-1)}.$$

Mărimea $U_{r\,max}$, care intră în această formulă, este abscisa caracteristicii de reglare (fig. 21-18, *a*) în punctul

$$K=K_{min}=K_{max}\frac{\beta}{\alpha}.$$

În cazul cînd lipseşte amplificatorul din circuitul RAA coeficientul K_2 este egal cu unu.

Pentru calculul caracteristicii statice a sistemului RAA este necesar a se dispune de caracteristica de reglare a radioreceptorului (fig. 21-18, a). Aceasta poate fi determi-

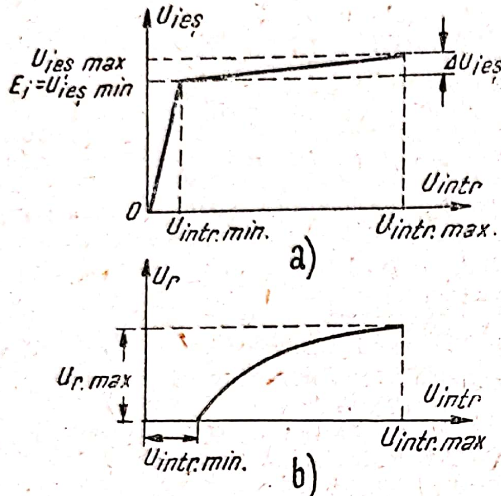


Fig. 21-19. Caracteristicile statice ale sistemului CAA:
a — funcţia $U_{ieş}(U_{intr})$; b — funcţia $U_r(U_{intr})$.

nată pe cale experimentală sau prin calcul. În ultimul caz trebuie să fie cunoscută dependenţa pantei caracteristicii fiecărui tub de tensiunea de negativare (fig. 21-18, b), adică dependenţa $S_i=f(U_g)$, unde S_i este panta caracteristicii tubului de reglat i, iar

$$U_g=E_g+U_r$$

(E_g tensiunea iniţială a negativării).

Coeficientul de amplificare al receptorului este egal cu produsul coeficienţilor de amplificare a etajelor reglate şi nereglate:

$$K=K_{reg}K_{nereg}.$$

La rîndul său, coeficientul de amplificare al etajelor reglate este proporţional cu produsul pantelor caracteristicilor tuburilor:

$$K_{reg}=A\prod_{i=1}^{k}S_i,$$

unde: A este un coeficient de proporţionalitate;
k — numărul etajelor reglate;
Π — semnul produsului: $\prod_{i=1}^{k}S_i=S_1S_2\ldots S_k$.

Coeficientul maxim de amplificare $K_{max}=K_{nereg}K_{reg\,max}$ corespunde cu negativarea iniţială E_g.

Prin urmare,

$$K=\frac{K_{max}}{K_{reg\,max}}K_{reg}=K_{max}\frac{\prod_{i=1}^{k}S_i}{\prod_{i=1}^{k}S_{i\,max}}=G\prod_{i=1}^{k}S_i,$$

unde G este un coeficient constant, egal cu raportul:

$$\frac{K_{max}}{K_{reg\,max}}.$$

Dispunînd de funcţia $K(U_r)$ sau $\prod_{i=1}^{k}S_i(U_r)$ se construieşte caracteristica statică în felul următor: mai întîi se iau mărimile U_r (în limitele de la zero pînă la $U_{r\,max}$); pentru fiecare valoare U_r se calculează tensiunea $U_{ieş}=\frac{U_r}{K_2}+E_b$ şi apoi se determină coeficientul corespunzător K (direct după caracteristica de reglare sau după formula $K=G\prod_{i=1}^{k}S_i$) precum şi tensiunile la intrare $U_{intr}=U_{ieş}/K$. Astfel se determină relaţia $U_{ieş}=f(U_{intr})$.

Exemplu. Să se calculeze caracteristicile statice ale sistemului RAA după următoarele date:

Gama dinamică a variaţiei semnalului de intrare: $U_{intr\,min}=5\,\mu V$; $U_{intr\,max}=0{,}1$ V; $U_{ieş\,min}=5$ V; $U_{ieş\,max}=10$ V; $\beta=2$. Caracteristica de reglare ţinînd seama de etajele nereglate este reprezentată în fig. 21-20; $K_{max}=10^6$.

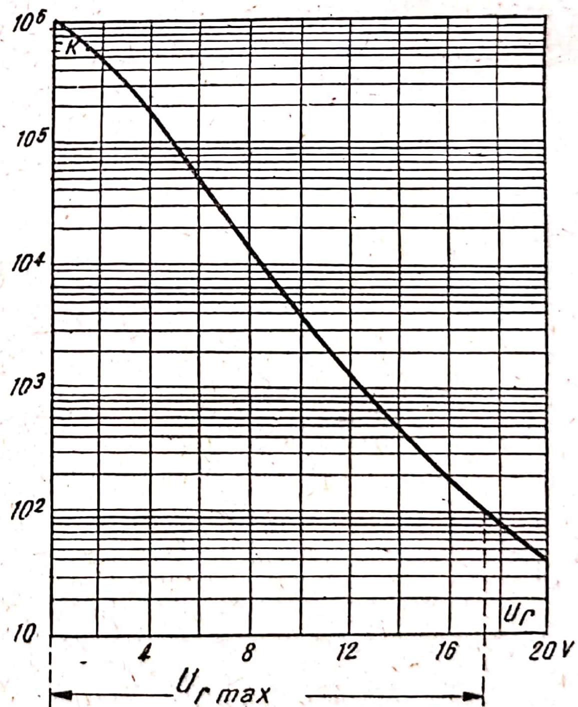


Fig. 21-20. Caracteristica de reglare a receptorului (ţinînd seama de etajele nereglate).

Numărul etajelor reglate este raţional să se aleagă maxim posibil. Aceasta va uşura satisfacerea cerinţelor puse (de exemplu în unele cazuri va permite să ne putem lipsi de amplificatorul sistemului RAA).

Se alege tensiunea de blocare:

$$E_b=U_{intr\,min}K_{max}=5\cdot10^{-6}\cdot10^6=5\text{ V}.$$

Se determină coeficientul minim de amplificare:

$$K_{min}=K_{max}\,\frac{\beta}{\alpha}=10^6\,\frac{2}{2\cdot 10^4}=100.$$

Din caracteristica de reglare se obține $U_{r\,max}=17{,}5$ V. Mai departe rezultă:

$$K_2=\frac{U_{r\,max}}{U_{2\,min}\,(\beta K_d-1)}=\frac{17{,}5}{5\,(2\cdot 0{,}95-1)}\approx 4$$

(aici s-a luat $K_d=0{,}95$).

Cu o oarecare rezervă se alege $K_2=5$.

Este mai avantajos să se facă calculul caracteristicii statice prin metoda completării tabelului (v. tabela 21-1).

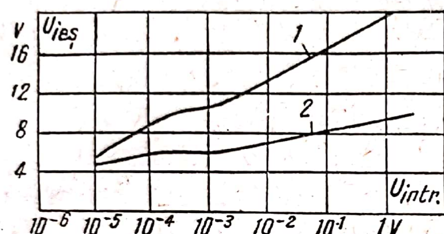


Fig. 21-21. Caracteristica statică pentru exemplul de calcul:
1 — pentru schema fără amplificator RAA; *2* — cu amplificator RAA.
Scara pe axa U_{intr} — logaritmică.

Cerințele puse sînt satisfăcute numai de sistemul RAA cu amplificator (fig. 21-21), întrucît fără amplificatorul RAA tensiunea la ieșire în cazul lui $U_{intr\,max}$ ajunge la maximum 20 V (în loc de 15 V cît e necesar).

Caracteristicile dinamice ale sistemului RAA

Funcția de timp a tensiunii de ieșire cînd la intrare se aplică diferite semnale se numește c a r a c t e r i s t i c a d i n a m i c ă.

Particularitatea specifică a sistemului RAA este dependența rapidității de acțiune de mărimea și forma semnalului de intrare. Cu cît este mai mare amplitudinea semnalului, cu atît este mai mare rapiditatea de acțiune, cu atît mai repede se stabilesc procesele în sistem. De aceea, pentru sistemul RAA este necesar să se facă analiza la aplicarea diferitelor semnale de intrare.

O însemnătate de bază în regimul dinamic are filtrul introdus în circuitul de RAA.

Semnalul de intrare modulat în amplitudine. Filtrul în sistemul RAA preîntîmpină aplicarea tensiunii cu frecvența de modulație pe grila tuburilor reglate. În cazul valorii foarte mici a constantei de timp a filtrului va avea loc demodulația semnalului. În cazul constantei de timp foarte mari variațiile coeficientului de amplificare nu vor putea să urmărească variațiile amplitudinii semnalelor de intrare, fapt care duce la influențarea simțitoare a variațiilor rapide de amplitudini ale semnalului recepționat.

Tabela 21-1

Tabela pentru calculul caracteristicii statice a sistemului RAA

U_r, V	1	2	4	6	8	10	12	14	16	18	Se dau
$10^{-3}K$	800	500	200	5	1,2	0,4	0,15	0,06	0,02	0,008	Se determină după caracteristica de reglare
$U_{ieș}$, V	6	7	9	11	13	15	17	19	21	23	Pentru $K_2=1$ $U_{ieș}=E_b+U_r=5+U_r$
$U_{ieș}$, V	5,2	5,25	5,8	6,2	6,6	7	7,4	7,8	8,2	8,6	Pentru $K_2=5$ $U_{ieș}=E_b+\frac{U_r}{K}=5+\frac{U_r}{5}$
U_{intr}, V	$7{,}5\cdot 10^{-6}$	$1{,}4\cdot 10^{-5}$	$4{,}5\cdot 10^{-5}$	$2{,}05\cdot 10^{-3}$	$1{,}1\cdot 10^{-2}$	$3{,}8\cdot 10^{-2}$	0,114	0,32	1,05	2,9	$U_{intr}=\frac{U_{ieș}}{K}$ (fără amplificatorul RAA)
U_{intr}, V	$6{,}5\cdot 10^{-6}$	$1{,}05\cdot 10^{-5}$	$2{,}9\cdot 10^{-5}$	$1{,}24\cdot 10^{-3}$	$5{,}5\cdot 10^{-3}$	$1{,}8\cdot 10^{-2}$	0,05	0,13	0,6	1,7	$U_{intr}=\frac{U_{ieș}}{K}$ (cu amplificatorul RAA; $K_2=5$)

Tabela este alcătuită pentru 2 cazuri: 1) fără amplificator ($K_2=1$) și 2) cu amplificator ($K_2=5$).

Mărimea constantei de timp se alege în aşa fel încît să satisfacă ambele condiţii contradictorii. Pentru receptoarele telefonice ea este de ordinul (0,05...0,1) s, iar pentru televizoare 0,01—0,05 s.

Ca urmare a dependenţei rapidităţii de acţiune a sistemului RAA de mărimea semnalului, la recepţionarea semnalelor modulate în amplitudine se observă pe lîngă o oarecare demodulaţie a semnalului şi o defazare a anvelopei semnalului la intrare şi la ieşire.

În unele cazuri acest fenomen se manifestă dăunător asupra caracteristicilor întregii instalaţii (de exemplu în staţiile de radiolocaţie care urmăresc automat ţinta în direcţie).

Pentru înlăturarea demodulării semnalului şi excluderea erorilor de fază în circuitul RAA se introduce uneori un filtru suplimentar, acordat pe frecvenţa de modulaţie (ultima este fixată).

Variaţia în treaptă la intrare. În cazul aplicării la intrare a semnalului treaptă tensiunea de ieşire nu rămîne constantă. Valoarea sa staţionară este determinată de caracteristica statică; semnalul de ieşire se stabileşte după un timp oarecare ce depinde de constanta de timp a filtrului şi de amplitudinea saltului.

Timpul de stabilire se micşorează cu creşterea amplitudinii semnalului de intrare.

Astfel, pentru exemplul analizat în pag. 504 la variaţia lui U_{intr} de la 0 pînă la 0,1 V, cînd $T=0{,}1$ s, timpul de stabilire este aproape 0,15 ms, iar la variaţia lui U_{intr} de la 0 pînă la 10 μV el va fi aproape 40 ms (neţinînd seama de suprasarcina etajelor).

INSTALAȚII ELECTRONICE DE CALCUL

Deseori pentru proiectarea mașinilor și aparatelor, dirijarea proceselor de producție, efectuarea cercetărilor științifice și în alte cazuri este necesar să se efectueze lucrări de calcul complexe, legate de consumuri mari de muncă și de timp. Pentru rezolvarea diferitelor probleme de calcul în prezent se folosesc tot mai mult mașinile electronice de calcul. Crearea mașinilor electronice de calcul, care se caracterizează prin viteze foarte mari de efectuare a operațiilor de calcul, se bazează pe folosirea realizărilor radioelectronicii moderne.

Mașinile electronice de calcul se împart în două grupe:

1) mașini electronice cifrice de calcul (mașini cu acțiune discretă);
2) mașini electronice de calcul cu acțiune continuă.

22-1. DESTINAȚIA ȘI DOMENIILE DE FOLOSIRE A MAȘINILOR ELECTRONICE CIFRICE

Mașinile electronice cu acțiune discretă se numesc de obicei mașini electronice cifrice (MEC). Ele sînt destinate pentru rezolvarea problemelor matematice (practic de orice complexitate, cu orice precizie), pentru comanda automată a diferitelor obiecte și procese și pentru rezolvarea proceselor logice.

Din numărul mare de probleme practice rezolvate cu ajutorul mașinilor electronice cifrice se pot arăta următoarele:

1) determinarea dimensiunilor și formelor celor mai mari baraje din lume, ale hidrocentralelor sovietice;
2) calculul datelor inițiale pentru lansarea și determinarea traiectoriei mișcării sateliților artificiali ai Pămîntului și a rachetelor cosmice;
3) calculul poziției stelelor pentru mulți ani înainte;
4) comanda automată a mașinilor-unelte;
5) traducerea textelor dintr-o limbă într-alta;
6) calculul elementelor timpului în scopul măririi eficacității pronosticurilor asupra timpului probabil.

La baza rezolvării problemelor matematice cu MEC stau metodele cifrice, bazate pe faptul că procesul de rezolvare a majorității problemelor matematice poate fi reprezentat sub formă de succesiune (serie) a operațiilor aritmetice elementare (adunarea, scăderea, înmulțirea și împărțirea) și a operațiilor care determină ordinea trecerii de la o operație aritmetică la alta.

Ordinea de lucru a mașinii în procesul de calcul amintește acțiunea omului în cazul cînd calculează cu mîna.

Exemplu. Se presupune că este necesar să se calculeze atenuarea recepției radio pentru canalul imagine (σ_{im}) în gama frecvențelor de la f_1 pînă la f_2 pentru intervale de frecvență egale cu Δf.

Calculul se face pentru circuitul cu factorul de calitate Q acordat pe frecvența intermediară f_i.

Calculul se face după formula:

$$\sigma_{im}=Q\left[1-\left(\frac{f}{f+2f_i}\right)^2\right],$$

unde $f=f_1+k\Delta f$.

Înaintea începerii calculului este necesar să se țină seama de mărimile care rămîn neschimbate în decursul calculelor. Aceste mărimi sînt: Q, $2f_i$ și „unitatea".

Mai departe calculele se fac în succesiunea arătată în tabela 22-1.

În cazul calculării cu mașina, ordinea operațiilor rămîne aceeași, numai că toate operațiile se fac automat cu mare viteză.

Succesiunea operațiilor care trebuie să se realizeze cu datele inițiale și cu rezultatele calculelor intermediare pentru obținerea rezolvării se numește algoritmul problemei matematice. Oricare problemă, pentru care putem forma algoritmul, poate fi rezolvată cu mașina electronică de calcul. În afară de operațiile cu caracter de calcul, MEC permit realizarea diferitelor operații logice, a căror esență se reduce la obținerea concluziilor precise pe baza analizei unei serii de condiții (evenimente, fapte). Lanțul de concluzii logice amintește o serie de probleme simple în care se împarte rezolvarea unei probleme aritmetice complexe. Obținerea răspunsului la o problemă simplă creează condiții pentru rezolvarea următoarei probleme mai complicate și așa mai departe, pînă cînd se va obține răspunsul care satisface condițiile problemei.

De exemplu, în cazul funcționării unui strung dirijat cu ajutorul MEC pot avea loc simultan două cazuri: dimensiunile piesei prelucrate se deosebesc de cele date și sînt mai mari decît cele date. Prezența simultană a acestor două cazuri permite să se obțină o concluzie logică: cuțitul strungului trebuie să fie acționat înainte.

Posibilitatea realizării unei serii de operații logice cu mașina electronică de calcul permite să se automatizeze în întregime procesul de calcul și de asemenea să se folosească pe scară largă mașina în sistemele de comandă

Tabela 22-1

Nr. operaţiei	Operaţia	Primul număr	Al doilea număr	Rezultatul	Cum se utilizează rezultatul
1	adunare	f_1	$2f_i$	f_1+2f_i	Rezultatul se reţine şi trecem la operaţia următoare
2	împărţire	f_1	f_1+2f_i	$\frac{f_1}{f_1+2f_i}$	Idem
3	înmulţire	$\frac{f_1}{f_1+2f_i}$	$\frac{f_1}{f_1+2f_i}$	$\left(\frac{f_1}{f_1+2f_i}\right)^2$	Idem
4	scădere	1	$\left(\frac{f_1}{f_1+2f_i}\right)^2$	$1-\left(\frac{f_1}{f_1+2f_{im}}\right)^2$	Idem
5	înmulţire	Q	$1-\left(\frac{f_1}{f_1+2f_i}\right)^2$	σ_{im}	Rezultatul se înregistrează
6	adunare	f_1	Δf	f	Rezultatul se reţine
7	comparare	f_2	f	f_2-f	In cazul unui rezultat pozitiv, trecem la operaţia 1, luînd ca prim număr rezultatul de la operaţia 6. In cazul unui rezultat negativ, calculul nu se mai continuă

automată pentru rezolvarea problemelor logice complexe, legate de planificare, traducerea dintr-o limbă în alta etc.

Datorită automatizării totale a procesului de calcul şi folosirii schemelor electronice care funcţionează rapid, viteza de funcţionare a maşinilor electronice de calcul moderne ajunge la zeci de mii de operaţii pe secundă cu o precizie de calcul de 9—10 zecimale şi mai multe.

După destinaţie, maşinile electronice de calcul se împart în două grupe mari:

1) maşini electronice de calcul universale, destinate pentru rezolvarea unui cerc larg de probleme;

2) maşini electronice de calcul specializate, destinate pentru rezolvarea uneia sau a cîtorva probleme de acelaşi tip şi pentru funcţionarea în sistemele de comandă.

22-2. REPREZENTAREA NUMERELOR LA MAŞINILE ELECTRONICE DE CALCUL. OPERAŢIILE ARITMETICE CU NUMERE BINARE

La majoritatea maşinilor electronice de calcul moderne se foloseşte sistemul binar de numeraţie care se caracterizează prin aceea că pentru reprezentarea oricărui număr se folosesc două cifre 0 şi 1.

In sistemul binar de numeraţie numerele se deosebesc după ranguri. La înregistrare cifrele de rang superior se aşază în stînga cifrelor de rang inferior şi fiecare cifră de rang superior are o valoare de 2 ori mai mare decît aceeaşi cifră de rang inferior.

De exemplu, numărul 77 în sistemul binar se reprezintă astfel:

$$1\,001\,101=1\cdot 2^6+0\cdot 2^5+0\cdot 2^4+1\cdot 2^3+1\cdot 2^2+0\cdot 2^1+1\cdot 2^0.$$

Orice instalaţie de calcul cu acţiune discretă trebuie să conţină elemente care au atîtea stări stabile diferite cît este şi baza sistemului de numeraţie folosit în instalaţie.

In cazul sistemului de numeraţie binar sînt necesare elemente de calcul cu două stări stabile. Acest fapt permite să se folosească scheme electronice cu funcţionare rapidă (triggere). Maşina electronică de calcul operează cu numere reprezentate sub formă de succesiune în timp de impulsuri de tensiune (curent) cu pauze între ele (fig. 22-1). Prezenţa impulsului corespunde cifrei unu, iar prezenţa pauzei cifrei zero (sau invers).

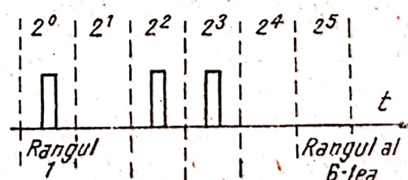


Fig. 22-1. Reprezentarea numărului binar 1101 (13) sub forma unei serii de impulsuri care formează codul numărului.

Această succesiune a impulsurilor se numeşte codul numărului.

Operaţiile cu numere în maşina electronică de calcul se fac pe ranguri. La adunare (în sistemul binar) se foloseşte regula:

$0+0=0$; $0+1=1$;

$1+0=1$; $1+1=0$ + unitatea de trecere în ordinul superior.

De exemplu:

$$\begin{array}{r} 42 \\ +54 \\ \hline 96 \end{array} \quad \text{sau analog} \quad \begin{array}{r} 101010 \\ +110110 \\ \hline 1100000 \end{array}$$

Inmulțirea se înlocuiește cu o adunare succesivă. La înmulțirea deînmulțitului cu fiecare rang al înmulțitorului (în sistemul binar) se folosește regula:

$$0 \cdot 0=0; \quad 1 \cdot 0=0;$$

$$0 \cdot 1=0; \quad 1 \cdot 1=1.$$

De exemplu:

$$\begin{array}{r} 54 \\ \times 42 \\ \hline 108 \\ +216 \\ \hline 2268 \end{array} \quad \text{sau analog} \quad \begin{array}{r} 110110 \\ \times 101010 \\ \hline 000000 \\ 110110 \\ 000000 \\ +110110 \\ 000000 \\ 110110 \\ \hline 100011011100 \end{array}$$

Scăderea în mașinile electronice cifrice se înlocuiește prin adunarea cu numărul care reprezintă un cod complementar al scăzătorului, iar unitatea celui mai mare rang al sumei obținute se înlătură.

Pentru formarea codului complementar la fiecare rang binar, în locul unității se pune zero, iar în locul lui zero, unitatea, și se adaugă o unitate la rangul inferior al numărului obținut în acest fel.

De exemplu:

$$54-42=12.$$

In sistemul binar:

$$110110-101010=110110+010110\,^{*})=0001100.$$

Pentru reprezentarea numerelor algebrice, în fața celui mai mare rang al numărului se introduce un rang care reprezintă semnul. Zeroul acestui rang este codul numărului pozitiv, iar unitatea este codul numărului negativ.

Impărțirea în MEC se reduce la scăderea succesivă a împărțitorului.

Astfel, toate operațiile aritmetice se reduc la adunarea codurilor numerelor (directe sau complementare).

Pentru rezolvarea problemelor matematice mai complicate, care includ operații ca extragerea rădăcinii, determinarea mărimilor trigonometrice, diferențierea, integrarea etc., se folosesc metodele calculelor aproximative, care permit să se înlocuiască operația matematică complexă cu operații aritmetice obișnuite. Astfel este cunoscută următoarea formulă aproximativă [1])

$$\sin x = x - \frac{x^3}{6}.$$

*) Aici 010110=010101+000001.

[1]) Această formulă aproximativă dă o eroare mai mică de 10%, dacă x variază de la —93,5° pînă la +93,5°.

22-3. BAZELE LOGICE ALE REALIZĂRII OPERAȚIILOR ARITMETICE ÎN MAȘINILE ELECTRONICE CIFRICE

Folosirea sistemului binar de numerație în mașinile electronice cifrice și posibilitatea înlocuirii tuturor operațiilor aritmetice prin adunarea codurilor directe sau suplimentare permit ca toate operațiile să se reprezinte în mașină cu ajutorul operațiilor logice simple, realizate cu scheme logice electronice.

Cercetînd regula adunării în sistemul binar de numerație:

$$0+0=0$$

$$1+0=1$$

$$0+1=1$$

$$1+1=0 + \text{unitatea de trecere},$$

se pot constata următoarele:

1) unitatea de trecere apare numai în acel caz cînd și primul și al doilea termen sînt egali cu unitatea;

2) zero-ul ca rezultat al adunării se obține în două cazuri:

a) dacă și primul și al doilea termen sînt egali cu zero și NU există unitate de trecere; b) dacă și primul, și al doilea termen sînt egali cu unitatea și NU există unitate de trecere;

3) unitatea ca rezultat al adunării se obține în cazul cînd sau primul sau al doilea termen sînt egali cu unitatea și NU există unitate de trecere.

Rezultatul constatărilor logice arătate mai sus constă în apariția a două evenimente: formarea rezultatului adunării și formarea unității de trecere. Fiecare dintre aceste evenimente este caracterizat prin doi indici: sau s-a produs, sau nu s-a produs.

Toate variantele adunării arătate mai sus se pot obține pe calea combinării logice a evenimentelor inițiale, prin cuvintele „Și", „Sau", „Nu". Aceste trei cuvinte reprezintă trei operații logice de bază:

1) o p e r a ț i a d e a d u n a r e l o g i c ă „Sau" ne arată că evenimentul (în cazul dat apariția unității) are loc în cazul prezenței oricărui eveniment sau a tuturor evenimentelor inițiale;

2) o p e r a ț i a d e î n m u l ț i r e l o g i c ă „Și" ne arată că evenimentul are loc în cazul prezenței simultane a tuturor evenimentelor inițiale;

3) o p e r a ț i a d e n e g a r e „Nu" ne arată că evenimentul are loc numai în cazul cînd lipsește un alt eveniment.

In mașina electronică cifrică, prezenței sau lipsei evenimentului îi corespunde prezența sau lipsa semnalului electric, iar operațiile logice se realizează cu ajutorul a trei scheme logice de bază:

1) s c h e m a d e n e c o i n c i d e n ț ă (schema logică „Sau"), la ieșirea căreia apare semnalul în prezența unuia sau a cîtorva semnale la intrare;

2) s c h e m a d e c o i n c i d e n ț ă (schema logică „Și"), la ieșirea căreia apare semnalul în cazul prezenței simultane a semnalelor la toate intrările;

3) s c h e m a d e n e g a r e (schema logică „Nu"), la ieșirea căreia apare semnalul numai în lipsa unui alt semnal la intrare.

Adunarea semnalelor electrice, corespunzătoare cifrelor 1 și 0 în sistemul binar de numerație, se poate realiza

cu ajutorul combinării a trei scheme logice de bază într-o schemă care poartă denumirea de sumator binar cu un singur rang (fig. 22-2).

Pentru formarea unităţii de trecere se foloseşte schema „Şi", la ieşirea căreia apare semnalul în cazul cînd ambele semnale de la intrare sînt egale cu unitatea.

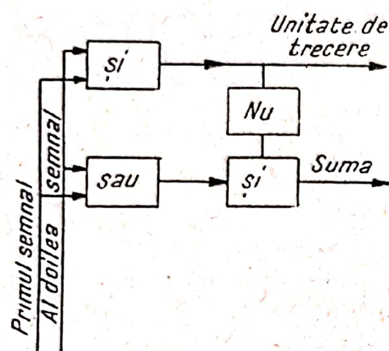


Fig. 22-2.

Pentru obţinerea sumei se foloseşte a doua schemă „Şi", la ieşirea căreia se obţine semnalul unitate, cînd unul dintre semnalele de la intrare este egal cu unitatea (la ieşirea schemei „Sau" există semnal) şi nu există unitate de trecere (la ieşirea schemei „Nu" există semnal). În celelalte cazuri la ambele ieşiri semnalul lipseşte.

Pentru o funcţionare normală a schemei sumatorului semnalele pe ambele intrări trebuie să se aplice simultan, ceea ce prezintă un oarecare dezavantaj. Acest dezavantaj nu-l au sumatoarele, la care, în locul schemelor logice elementare, se folosesc relee electronice (triggere).

Operaţiile logice complexe se realizează în maşina de calcul cifrică în mod analog.

22-4. PĂRŢILE COMPONENTE ALE MAŞINII ELECTRONICE CIFRICE ŞI PRINCIPIUL EI DE FUNCŢIONARE

Fiecare maşină electronică cifrică conţine următoarele dispozitive de bază (fig. 22-3):

1. D i s p o z i t i v u l d e i n t r o d u c e r e (DI) a datelor iniţiale şi a programului de calcul, destinat pentru introducerea în maşină a codurilor numerelor care iau parte la calcul şi a codurilor comenzilor. În prealabil, toate codurile sînt reprezentate sub formă de orificii (perforaţii) pe cartele perforate sau pe banda perforată. În cazul trecerii cartelelor perforate sau a benzilor perforate prin dispozitivul de introducere, codurile se transformă într-o serie de impulsuri prin procedeul fotoelectric.

2. D i s p o z i t i v u l d e m e m o r i z a r e o p e r a t i v, denumit şi memoria calculatorului (DMO), destinat pentru păstrarea datelor, a programului de calcul şi a rezultatelor calculelor intermediare. Datele iniţiale şi programul se aplică la dispozitivul de memorizare operativ prin dispozitivul de introducere. Dispozitivul de memorizare operativ trebuie să posede proprietatea de a primi şi a da repede informaţia, fapt care determină într-o măsură însemnată rapiditatea de funcţionare generală a maşinii. Ca elemente de memorizare se folosesc tuburile catodice, liniile de întîrziere, inelele de ferită şi rareori (în maşini de mică viteză) tamburele magnetice.

Capacitatea dispozitivului de memorizare operativ poate ajunge pînă la 1—4 mii numere.

3. D i s p o z i t i v u l a r i t m e t i c (DA), destinat pentru realizarea operaţiilor aritmetice asupra numerelor şi

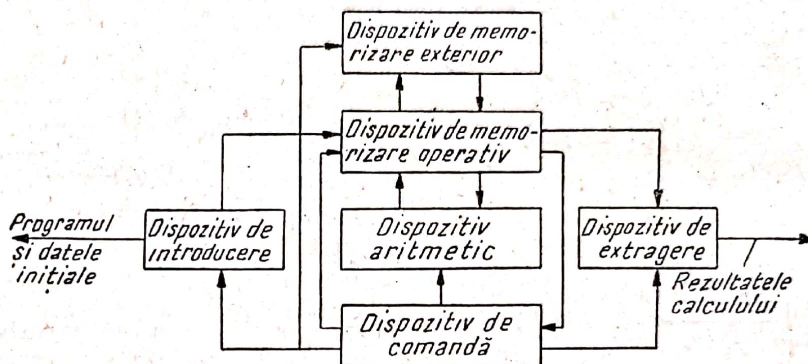


Fig. 22-3. Schema-bloc a maşinii electronice cifrice.

comenzilor. Elementul de bază al dispozitivului aritmetic este sumatorul electronic, care conţine triggere. Dispozitivul aritmetic al maşinilor electronice cifrice moderne poate realiza pînă la o sută de mii de operaţii aritmetice pe secundă.

4. D i s p o z i t i v u l d e e x t r a g e r e a r e z u l t a t e l o r (DER), destinat pentru înregistrarea rezultatelor calculului. De obicei este o instalaţie de imprimat electromecanică sau fotoelectrică, care transformă codurile electrice ale numerelor în semne de tipar. Viteza de înregistrare ajunge pînă la 20 numere pe secundă.

5. D i s p o z i t i v u l d e m e m o r i z a r e, numit şi dispozitivul de acumulare, destinat pentru păstrarea unui volum mare de material numeric, care în procesul de calcul se introduce parţial în dispozitivul de memorizare operativ sau se scoate din el. Dispozitivele de acumulare se construiesc pe principiul înregistrării magnetice, cu folosirea benzilor şi tamburelor magnetice. Capacitatea lor poate ajunge la cîteva sute de mii de numere.

6. D i s p o z i t i v u l d e c o m a n d ă (DC), destinat pentru comanda funcţionării tuturor dispozitivelor maşinii în procesul de calcul corespunzător cu programul dat. El este format dintr-un număr mare de scheme electronice logice, legate între ele.

Rezolvarea problemei în maşina electronică cifrică se face după un program determinat, stabilit dinainte pe baza algoritmului problemei de rezolvat.

Programul de lucru este un şir de comenzi care determină în întregime procesul de calcul. Fiecare comandă conţine indicaţii care stabilesc ce acţiune este necesar să se realizeze, cu care numere şi unde trebuie îndreptat rezultatul.

Comanda se îndeplineşte în decursul ciclului de funcţionare a maşinii, a cărui durată poate fi constantă sau variabilă (în funcţie de felul operaţiilor).

Toate numerele iniţiale şi comenzile înaintea începerii rezolvării se trec în celulele dispozitivului de memorizare operativ. Fiecărei celule i se atribuie un număr de ordine (adresă). Operaţiile în maşină se reprezintă de asemenea sub formă de numere (coduri numerice).

La majoritatea maşinilor electronice cifrice existente se folosesc comenzile cu trei sau cu o singură adresă.

Comanda cu trei adrese conţine patru părţi; codul operaţiei, adresa primului număr, adresa celui de-al doilea număr şi adresa celulei DMO unde trebuie trimis rezultatul.

De exemplu, comanda

+	A	B	C

înseamnă să se adune numărul care se află în celula A cu numărul din celula B şi rezultatul să fie trimis în celula C.

Comanda cu o singură adresă are două părţi: codul operaţiei şi adresa celui de-al doilea număr. În acest caz primul număr se memorizează în prealabil în dispozitivul de memorizare special (registru) care intră în componenţa dispozitivului aritmetic al maşinii.

De exemplu, comanda

+	B

înseamnă: să se adune numărul care se află în registrul dispozitivului DA cu următorul din celula B şi rezultatul să se treacă în registru. Pentru trimiterea rezultatului în celula DMO este necesar să se folosească o comandă specială „trimiterea la DMO".

Din punct de vedere constructiv, maşinile cu o singură adresă sînt mai simple decît maşinile cu trei adrese, însă programele pentru ele au un volum mai mare.

Ordinea de funcţionare a dispozitivelor separate ale maşinilor electronice cifrice în procesul de rezolvare a problemelor în cazul comenzilor cu trei adrese este următorul.

Programul de lucru al problemei şi materialul numeric iniţial, reprezentate sub formă de coduri cifrice, în prealabil se perforează pe cartele perforate sau bandă de perforat şi prin dispozitivul de introducere se trimit în celulele dispozitivului de memorizare operativ. O parte din aceste celule sînt destinate pentru comenzi, iar o parte pentru numere. După aceasta, întregul proces de calcul se produce automat.

La semnalul DC prima comandă se scoate din DMO şi se trimite în decodificatorul de comenzi al DC. Ca rezultat al decodificării, pe baza codului de operaţii DC elaborează un grup de semnale, caracteristice fiecărei operaţii. Aceste semnale se trimit în DA şi reglează diferitele ansambluri izolate ale dispozitivului pentru realizarea operaţiei respective.

Semnalele care se referă la partea de adresă din comandă acţionează prin DC asupra DMO, în aşa fel încît mai întîi din DMO se scoate numărul de la prima adresă şi se trimite în DA, apoi cel din a doua adresă.

DA execută operaţia indicată, cu cele două numere. În momentul terminării operaţiei, DC pregăteşte circuitele corespunzătoare ale maşinii pentru înregistrarea rezultatului operaţiei din DA în celula DMO indicată de cea de-a treia adresă.

Astfel, în decursul ciclului de lucru al maşinii, DC realizează sincronizarea funcţionării diferitelor ansambluri ale dispozitivelor maşinii în aşa fel încît schimbul de informaţii dintre ele să se producă într-o succesiune bine determinată.

Numărul de comenzi, realizate deja de maşină, se înregistrează de contorul de comenzi, existent în DC. Numărul indicat de contor arată numărul celulei DMO din care se scoate următoarea comandă (dacă comenzile se realizează în serie). Dacă programul prevede schimbarea ordinii de realizare a comenzilor, atunci pentru aceasta se prevede o comandă specială la care se schimbă în aşa fel numărul înregistrat de contor încît în următorul moment să se scoată comanda corespunzătoare din DMO.

În cazul cînd este necesar, rezultatele operaţiilor parţiale se scot din maşină prin dispozitivul de extragere a rezultatelor şi se imprimă.

Posibilităţile de calcul ale maşinii electronice cifrice sînt determinate în mare măsură de capacitatea DMO (numărul de celule).

De obicei ea nu depăşeşte (2—4) mii celule.

Dacă volumul de calcule este de aşa natură încît capacitatea DMO este insuficientă, atunci programul şi întreg materialul numeric se înregistrează în dispozitivul de acumulare, de unde în procesul de rezolvare se trimite pe părţi în DMO. Capacitatea dispozitivului de acumulare ajunge la zeci şi sute de mii de numere. Ca purtători ai informaţiilor în dispozitivul de acumulare se folosesc tamburele magnetice şi banda magnetică. Principiul de înregistrare este acelaşi ca şi la magnetofon.

22-5. ELEMENTELE DE BAZĂ ALE MAŞINII ELECTRONICE CIFRICE

Maşina electronică cifrică este formată dintr-un număr mare de elemente standardizate simple (celule), îmbinate autonom în mod bine determinat, care formează blocurile separate şi dispozitivele maşinii. Elementele de bază ale maşinii electronice cifrice sînt:

1. S c h e m a d e c o i n c i d e n ţ ă (schema „Şi"), care are cîteva intrări şi la ieşirea căreia apare un semnal numai în cazul prezenţei simultane a semnalelor la toate intrările (fig. 22-4, *a*).

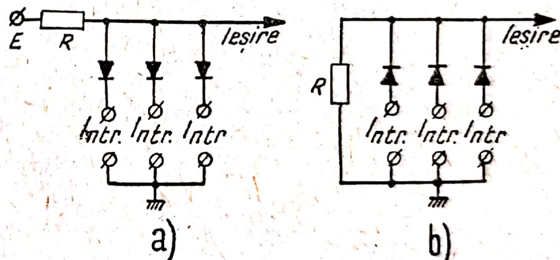


Fig. 22-4. Schema de coincidenţă (*a*) şi schema de necoincidenţă (*b*). Semnalul la ieşirea schemei de coincidenţă apare numai în cazul cînd la toate intrările sînt aplicate semnale pozitive de amplitudine suficientă şi diodele nu conduc. Semnalele la ieşirea schemei de necoincidenţă apar în cazul cînd cel puţin la una dintre intrări este aplicat un semnal pozitiv de amplitudine suficientă (pentru semnalele negative funcţionează ca schemă de coincidenţă).

2. S c h e m a d e n e c o i n c i d e n ţ ă (schema „Sau"), numită şi schema de colectare, care are cîteva intrări şi la ieşirea căreia apare un semnal în cazul prezenţei semnalului la una dintre intrări (fig. 22-4, *b*).

3. S c h e m a d e n e g a r e (schema „Nu", invertor), care are o intrare şi la ieşirea căreia apare un semnal de polaritate opusă celui de la intrare (amplificator cu un singur etaj).

4. T r i g g e r u l este o schemă de basculare cu două stări stabile care corespund celor două simboluri (0 şi 1) ale sistemului binar de numeraţie (fig. 22-5).

5. S c h e m a d e s e l e c t a r e este un multipol cu *m* intrări şi *n* ieşiri, care asigură o combinaţie bine determinată a semnalelor la ieşire, corespunzătoare cu una sau cîteva combinaţii determinate ale semnalelor la intrare (fig. 22-6).

În fig. 22-7 şi 22-8 sînt arătate combinaţiile elementelor de bază care asigură rezolvarea problemelor speciale.

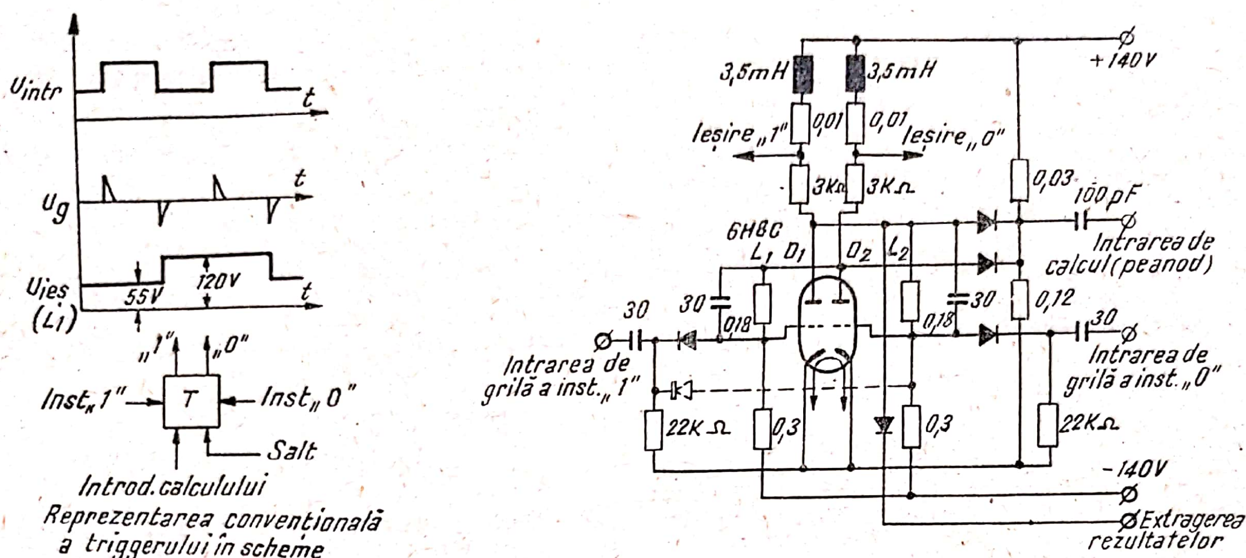


Fig. 22-5. Schema triggerului mașinii „Ural".
La starea „0" corespunde prezența curentului în trioda stîngă a tubului, iar la starea „1" — lipsa curentului. Intrările pe grilă servesc pentru fixarea triggerului în starea „0" sau „1". Intrarea de calcul servește pentru trecerea triggerului dintr-o stare în alta (basculare). Circuitul de ștergere servește pentru fixarea triggerului în starea „0". Triggerul se folosește în schemele registrelor. Intrarea de calcul pe grilă (este arătată punctat) se folosește în schemele contoarelor și sumatoarelor.

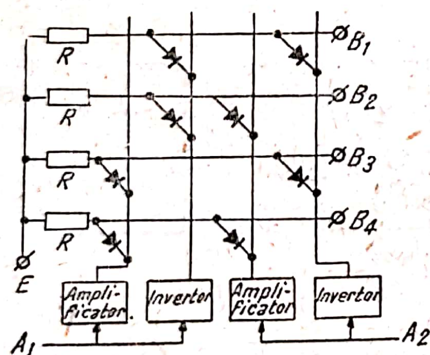


Fig. 22-6. Exemplu de construire a unei scheme selective (decodificator).

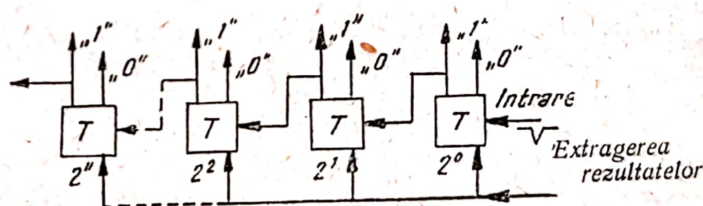


Fig. 22-7. Numărător cu triggere.
Starea circuitului triggerelor reprezintă, în codul binar, numărul de impulsuri care s-au aplicat la intrare.

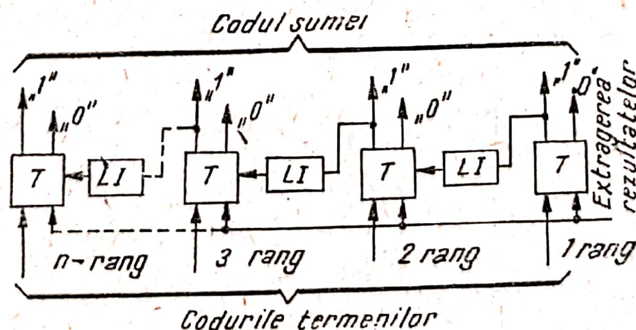


Fig. 22-8. Sumatorul cu triggere.
La aplicarea primului număr codificat, circuitul de triggere „îl memorează". La aplicarea celui de-al doilea număr codificat se produce adunarea pe ranguri. Dacă într-un oarecare rang al ambelor numere există unitatea, atunci triggerul corespunzător se fixează în poziția „zero" și se formează semnalul de trecere care prin linia de întîrziere (*L.I.*) se transmite rangului superior (timpul de întîrziere trebuie să fie mai mare decît timpul de basculare al triggerului).

22-6. CARACTERISTICILE DE BAZĂ ALE UNOR MAȘINI ELECTRONICE CIFRICE SOVIETICE

Tipul mașinii	Nr. de ranguri binare	Dispozitivul de memorizare	Capacitatea dispozitivului de memorizare	Viteza de calcul (nr. de operații pe secundă)	Nr. de tuburi electronice și diode semiconductoare
BESM	39	Tuburi catodice (TC), Tambure magnetice (TM), Benzi magnetice (BM)	TC-1026 TM-5120 BM-120000	pînă la 13 000 adunări, 3700 înmulțiri	5 000 tuburi
Strela	43	Tuburi catodice (TC) și benzi magnetice (BM)	TC-2048 BM-100000	2000—3000 adunări	8 000 tuburi 60 000 diode
M-2	34	Tuburi catodice (TC) Tambur magnetic (TM) Bandă magnetică (BM)	TC-512 TM-5000	3000 adunări	1 670 tuburi
M-3	30	Tambur magnetic (TM)	TM-2048	30 operații pe secundă	770 tuburi
Ural	36	Tambur magnetic (TM) Bandă magnetică (BM) Bandă perforată (BP)	TM-1024 BM-40 000 BP-10000	100 operații pe secundă	836 tuburi

22-7. DESTINAȚIA ȘI DOMENIILE DE FOLOSIRE A MAȘINILOR ELECTRONICE DE CALCUL ANALOGICE (CU ACȚIUNE CONTINUĂ)

Mecanizarea lucrărilor de calcul se poate realiza nu numai pe calea rezolvării cifrice a problemelor matematice complicate cu mașina, ci și pe calea modelării (reproducerii) fenomenelor care trebuie cercetate.

Modelarea poate fi fizică, cînd procesele în modele au aceeași natură fizică ca și în obiectul cercetat, sau matematică, cînd procesele în model au o altă natură fizică, însă o descriere matematică la fel cu fenomenul studiat.

La baza modelării matematice stau legile similitudinii fenomenelor fizice diferite după natura lor. Similitudinea se manifestă, îndeosebi, prin faptul că multe procese care au naturi fizice diferite sînt descrise de aceleași ecuații matematice. De exemplu, legea atracției universale, exprimată prin ecuația

$$F=\frac{m_1 m_2}{r^2},$$

arată că forța de atracție reciprocă F a două corpuri cu masele m_1 și m_2 este proporțională cu produsul maselor și invers proporțională cu pătratul distanțelor dintre corpuri.

Absolut aceeași formă o are și legea de interacțiune a două sarcini electrice, numai că în locul maselor este necesar să luăm mărimile acestor sarcini.

Pentru studierea și reproducerea în condiții de laborator a fenomenelor este mai avantajos domeniul fenomenelor electrice. De aceea, metodele modelării electrice au o mare extindere.

Se numește dispozitiv de modelare dispozitivul a cărui structură se poate schimba în așa fel încît procesele care se produc în el să fie descrise de către ecuațiile supuse cercetării.

Mărimile care caracterizează variația proceselor în model variază continuu în timp. Din această cauză dispozitivele de modelare se numesc de asemenea mașini de calcul cu acțiune continuă.

Pe modelele electronice rezolvarea ecuațiilor cercetate se obține sub formă de tensiuni electrice înregistrate cu ajutorul oscilografelor electronice sau cu buclă.

Precizia de rezolvare a problemelor pe modele electronice ajunge pînă la 1—5%, ceea ce este suficient pentru o serie întreagă de cazuri practice.

Domeniul de folosire a modelelor electronice este foarte larg și cuprinde următoarele probleme mai importante pentru tehnică:

1) cercetarea și proiectarea sistemelor de reglare automată și comandă a mașinilor și proceselor de producție;

2) experimentarea aparaturii reale de reglare și comandă automată;

3) analiza circuitelor și sistemelor electrice liniare și neliniare.

Procedeele de construire ale elementelor modelelor electronice se folosesc la crearea instalațiilor de calcul specializate folosite în sistemele de comandă ale mașinilor și a proceselor de producție.

Proprietatea importantă a modelelor electronice este simplitatea îmbinării lor cu obiectele reale pentru funcționarea în comun (fig. 22-9). Aceasta permite ca în condiții de laborator să se efectueze cercetări multilaterale și experimentări ale ansamblurilor reale izolate ale sistemelor com-

plexe. Această proprietate a modelelor permite să se cerceteze multilateral comportarea maşinii sau a sistemului de maşini în procesul de proiectare, fără a le construi, ceea ce asigură un mare avantaj economic.

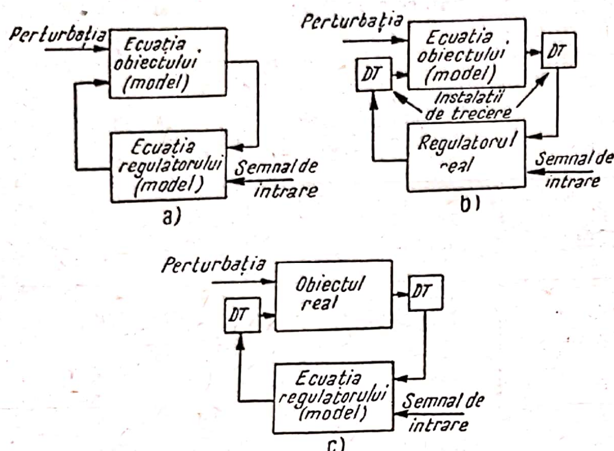


Fig. 22-9. Variantele de folosire ale modelelor electronice pentru cercetarea sistemelor de reglare automată :

a — modelarea tuturor elementelor sistemului pentru găsirea structurii şi parametrilor lui, care satisfac condiţiile tehnice ; *b* — verificarea regulatorului real pe modelul obiectului (dispozitivele de trecere *D.T.* sînt destinate pentru cuplajul modelului regulatorului şi invers) ; *c* — alegerea pe model a structurii regulatorului pentru obiectul real.

Modelele permit, de exemplu, ca în laborator să se cerceteze regimurile de zbor complicate şi periculoase ale noului avion, fără zborul de încercare.

22-8. DESCRIEREA MATEMATICĂ A PROCESELOR FIZICE CARE VARIAZĂ ÎN TIMP

Mărimile variabile, funcţiile şi derivatele lor

Mulţi parametri care caracterizează un oarecare fenomen sau proces fizic sînt mărimi variabile, care depind de timp sau de alţi parametri şi deseori şi de una şi de alta. Astfel, temperatura, umiditatea şi presiunea aerului depind de perioada anului, a zilei. Viteza avionului depinde de consumul de combustibil şi de înălţimea de zbor.

Dacă o oarecare mărime variabilă y depinde de o altă mărime x, atunci se zice că y este funcţia de x, şi prezenţa unei astfel de depedenţe se scrie sub forma următoare :

$$y=f(x) \text{ sau } y=y(x).$$

Prin funcţie matematică urmează să înţelegem legea care determină variaţiile reciproce ale mărimilor variabile.

In expresia $y=f(x)$ variabila y este variabilă dependentă sau funcţie, iar variabila x este variabilă independentă, deoarece valorile ei se aleg în general în mod arbitrar, şi se numeşte argument.

La rezolvarea problemelor tehnice este necesar ca cu ajutorul formulelor matematice şi al ecuaţiilor să se determine variaţiile reciproce ale mărimilor variabile care caracterizează procesele studiate, adică în calculul final să se găsească unele mărimi variabile ca funcţii ale altor mărimi variabile.

Intr-un mare număr de cazuri practice interesează variaţia mărimilor variabile în timp. In acest caz, caracteristica mai importantă care determină comportarea mărimii variabile în timp este rapiditatea ei de variaţie.

Dacă o oarecare mărime variabilă $u(t)$ care depinde de timp în momentul t_1 a avut valoarea u_1, iar în momentul t_2 are o nouă valoare u_2 (fig. 22-10), atunci se zice că mărimea variabilă u a crescut cu $\Delta u=u_2-u_1$ la o variaţie a timpului $\Delta t=t_2-t_1$. Aici Δ este simbolul creşterii. Raportul dintre creşterea funcţiei şi creşterea argumentului ei $\frac{\Delta u}{\Delta t}$ este egal cu viteza medie de variaţie a funcţiei $u(t)$ în intervalul de timp t_2-t_1. Cu cît este mai mic intervalul de variaţie al argumentului Δt, cu atît mai apropiată este valoarea vitezei medii de viteza reală în momentul t_1. Dacă

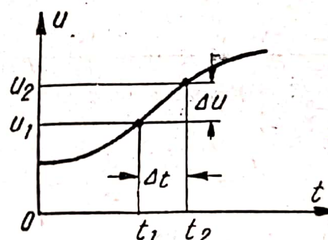


Fig. 22-10.

intervalul Δt în procesul de micşorare tinde spre zero ($\Delta t \to 0$), atunci raportul $\frac{\Delta u}{\Delta t}$ tinde spre o valoare oarecare limită, care este egală cu viteza de variaţie a mărimii variabile şi se numeşte derivată a mărimii variabile $u(t)$ funcţie de variabila independentă t.

Derivata este măsura cantitativă de creştere a mărimii variabile.

Operaţia de găsire a derivatei se reduce la calculul limitei mai sus arătate.

Ea se face după reguli speciale şi se notează astfel

$$\frac{du}{dt}=\lim_{\Delta t \to 0}\frac{\Delta u}{\Delta t},$$

unde lim (limită) înseamnă găsirea limitei.

Derivatele mărimilor variabile înseşi pot fi funcţii de timp. De aceea, se poate determina derivata derivatei, adică derivata a doua

$$\frac{d^2u}{dt^2}=\frac{d}{dt}\left(\frac{du}{dt}\right).$$

Derivata a doua reprezintă acceleraţia mărimii variabile.

In mod analog se determină şi derivatele superioare.

Exemple.

1. Tensiunea la bornele unei inductanţe în cazul trecerii curentului prin ea este proporţională cu viteza lui de

variaţie (curentul continuu nu creează o cădere de tensiune pe inductanţă)

$$u_L(t)=L\frac{di}{dt}.$$

2. Curentul care trece prin condensator este proporţional cu viteza de variaţie a tensiunii pe armăturile lui:

$$i_c(t)=C\frac{du_c}{dt}.$$

Ecuaţii diferenţiale

Pentru a descrie matematic un oarecare proces fizic care variază în timp trebuie stabilită legătura dintre derivatele care caracterizează rapiditatea de variaţie a mărimilor variabile şi mărimea variabilă.

Corelaţia matematică care leagă funcţia necunoscută şi derivatele ei (funcţie de variabilă independentă) se numeşte e c u a ţ i e   d i f e r e n ţ i a l ă   o b i ş n u i t ă.

Exemplu. Să se determine ecuaţia diferenţială a sarcinii înmagazinate în condensator (fig. 22-11).

Fig. 22-11.

Se introduc următoarele notaţii: E — tensiunea sursei exterioare; R — rezistenţa circuitului; C — capacitatea condensatorului; i — curentul în circuit; u_c — tensiunea la bornele capacităţii.

Atunci curentul în circuit va fi:

$$i(t)=C\frac{du_c}{dt},$$

iar căderea de tensiune pe rezistenţă:

$$u_R(t)=i(t)R=RC\frac{du_c}{dt}.$$

Folosind a doua lege a lui Kirchhoff putem scrie:

$$E=RC\frac{du_c}{dt}+u_c;\ \text{sau}\ E=RCsu_c+u_c,$$

unde s este simbolul convenţional al operaţiei de obţinere a derivatei, $s=\frac{d}{dt}$.

Ecuaţia obţinută descrie procesul de încărcare al condensatorului de la o sursă de tensiune constantă.

Se numeşte ordinul unei ecuaţii diferenţiale ordinul celei mai mari derivate care intră în această ecuaţie.

A rezolva o ecuaţie diferenţială funcţie de timp înseamnă a găsi variabila care intră în ea ca funcţie reală de timp. Rezultatul ecuaţiei diferenţiale nu conţine derivate.

Exemplu. Rezultatul ecuaţiei diferenţiale care arată încărcarea condensatorului are forma:

$$u_c=E\left(1-e^{-\frac{t}{RC}}\right).$$

Procesele în sistemele complicate a căror comportare este caracterizată prin mai multe mărimi variabile sînt descrise de sistemele de ecuaţii diferenţiale.

Sistemul de ecuaţii diferenţiale se consideră rezolvat, dacă variabilele sînt determinate ca funcţii de timp.

Ecuaţia diferenţială obişnuită de ordinul n se scrie astfel:

$$a_0\frac{d^nx}{dt^n}+a_1\frac{d^{n-1}x}{dt^{n-1}}+\ldots+a_{n-1}\frac{dx}{dt}+a_nx=f(t),$$

sau

$$a_0s^nx+a_1s^{n-1}x+\ldots+a_{n-1}sx+a_nx=f(t).$$

Dacă coeficienţii ecuaţiei a_i sînt constanţi, atunci avem o ecuaţie diferenţială cu coeficienţi constanţi.

Ecuaţia diferenţială ai cărei coeficienţi sînt funcţii de timp t se numeşte ecuaţie diferenţială cu coeficienţi variabili.

Ecuaţia diferenţială ai cărei coeficienţi depind de funcţia căutată este o ecuaţie diferenţială neliniară.

Pentru obţinerea unui rezultat complet al ecuaţiei diferenţiale sau a sistemului care ia în consideraţie starea iniţială a procesului cercetat, este necesar să se cunoască condiţiile iniţiale, adică valorile variabilelor care intră în ecuaţie şi a derivatelor lor în momentul de timp iniţial. Numărul condiţiilor iniţiale necesare este egal cu ordinul ecuaţiei diferenţiale. De exemplu, pentru determinarea procesului de variaţie a tensiunii pe condensator este important să se cunoască dacă el a fost încărcat şi pînă la ce tensiune în momentul cuplării sursei exterioare de tensiune.

Integrale

Dacă se cunoaşte viteza de variaţie a mărimii variabile $u(t)$, adică derivata $y=\frac{du}{dt}$, atunci variaţia totală a mărimii $u(t)$ în intervalul de timp de la t_0 pînă la t se poate determina aproximativ ca sumă a creşterilor elementare ale mărimii variabile pentru toate intervalele suficient de mici

$$\Delta t_i=t_{i+1}-t_i,\ \text{care formează întreg intervalul}\ t-t_0.$$

Valoarea derivatei în interiorul fiecărui interval Δt_i se poate considera constantă şi egală cu valoarea ei la mijlocul intervalului. Se obţine astfel suma $\sum_{i=0}^{n} y_i\Delta t_i$ (fig. 22-12) unde Σ înseamnă operaţia de însumare.

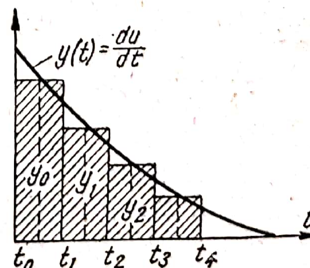


Fig. 22-12.

Limita sumei obţinute, cu condiţia ca fiecare interval Δt_i să tindă către zero ($\Delta t_i \to 0$), iar numărul n al acestor intervale în intervalul $t-t_0$ să tindă către infinit ($n\to\infty$),

se numeşte integrala funcţiei $y(t)$ în timpul $t-t_0$ şi se notează astfel:

$$\int_{t_0}^{t} y(t)\,dt = \lim_{\substack{\Delta t_i \to 0 \\ n\to\infty}} \sum_{i=0}^{n} y_i \Delta t_i .$$

Simbolul $\int$ se numeşte semnul integralei; numărul t_0 — limita inferioară; numărul t — limita superioară; funcţia $y(t)$ — funcţie subintegrală; expresia $y(t)dt$ — expresie subintegrală; litera t — variabila de integrare.

Geometric integrala reprezintă suprafaţa figurii, limitată de axa absciselor, de dreptele paralele cu axa ordonatelor, care trec prin abscisele t_0 şi t şi graficul funcţiei $y(t)$.

Dacă limita superioară reprezintă un număr final $t=t_1$, atunci integrala are o valoare determinată; dacă limita superioară este variabilă, atunci integrala este o funcţie de limita superioară. cazul acesta integrala are o derivată în raport cu limita superioară.

Intre integrala cu limită superioară variabilă şi derivata ei există o dependenţă univocă,

dacă

$$u(t) = \int_{t_0}^{t} y(\tau)\,d\tau \quad \text{atunci} \quad \frac{du}{dt} = y(t).$$

Astfel, după procesul de diferenţiere (găsirea derivatei) permite ca după funcţia cunoscută să găsim viteza ei de variaţie, atunci procesul de integrare permite ca după viteza cunoscută de schimbare a mărimii funcţiei să găsim însăşi funcţia.

Cu alte cuvinte, integrarea este operaţia inversă diferenţierii.

Pentru notarea operaţiei de integrare se foloseşte simbolul:

$$\int y(t)\,dt = \frac{1}{s}\,y(t).$$

Exemplu. Curentul care trece prin capacitatea C, sub acţiunea tensiunii variabile $u_c(t)$, este egal cu:

$$i_C(t) = C\,\frac{du_C}{dt}.$$

Ţinînd seama de legătura dintre integrală şi derivată, se poate scrie:

$$u_C(t) = \frac{1}{C}\int i_C(t)\,dt.$$

22-9. REPREZENTAREA PROBLEMEI MATEMATICE SUB FORMĂ DE SCHEMĂ-BLOC

Scheme-bloc de rezolvare a ecuaţiei

Orice problemă rezolvată cu dispozitivul de modelare se prezintă sub forma unei relaţii bine determinate între variabilele care se obţin din dispozitivul de modelare.

Inainte de a începe rezolvarea problemei este necesar ca ea să fie reprezentată sub formă de schemă-bloc, ceea ce ne permite să determinăm numărul şi tipurile elementelor de calcul, parametrii lor şi caracterul legăturilor reciproce dintre ele.

Admitem că mărimea căutată x este dependentă de mărimea y prin următoarea relaţie:

$$x = y + ay^2.$$

Procesul de rezolvare al acestei probleme poate fi reprezentat sub forma schemei-bloc reprezentată în fig. 22-13.

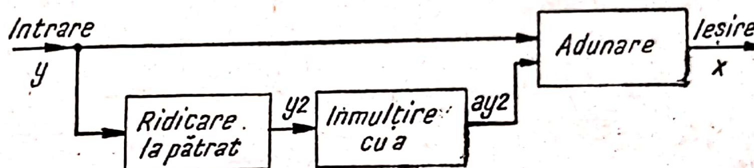


Fig. 22-13.

Dacă elementele de calcul nu permit să se efectueze inmulţirea cu $a > 1$, atunci ecuaţia se transformă astfel:

$$\frac{1}{a}\,x = \frac{1}{a}\,y + y^2$$

şi rezolvarea se face după schema-bloc, reprezentată în fig. 22-14.

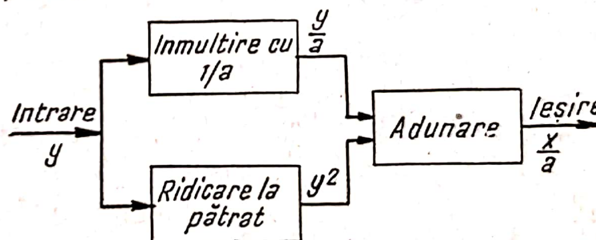


Fig. 22-14.

Prin rezolvare se va obţine mărimea căutată x, micşorată de a ori.

Dacă mărimea căutată x este funcţie de cîteva variabile $y, z, q \ldots$, de exemplu:

$$x = y + yz + \sin q,$$

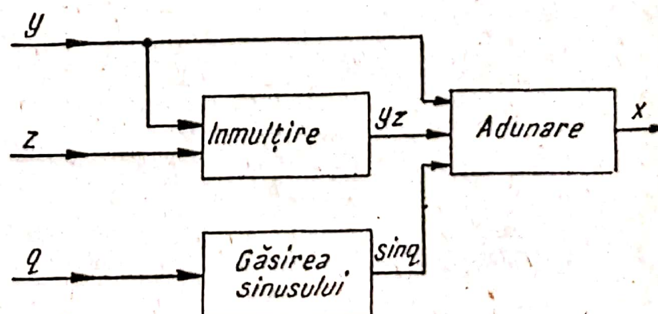


Fig. 22-15.

atunci schema de rezolvare a problemei are cîteva intrări. Rezultatele operaţiilor parţiale efectuate cu variabilele date „se sumează" şi se obţine dependenţa cerută (fig. 22-15).

Schema-bloc de rezolvare a unui sistem de ecuații

In cazul cînd este necesară rezolvarea unui sistem de ecuații, de exemplu:

$$x=y+ax^2$$

$$y=x+by^2,$$

fiecare ecuație se rezolvă electric, în funcție de fiecare variabilă sau cu ajutorul unui bloc de calcul. Rezultatul obținut de la un bloc de calcul se aplică la intrarea celuilalt bloc de calcul, în care se rezolvă a doua ecuație a sistemului și invers (fig. 22-16).

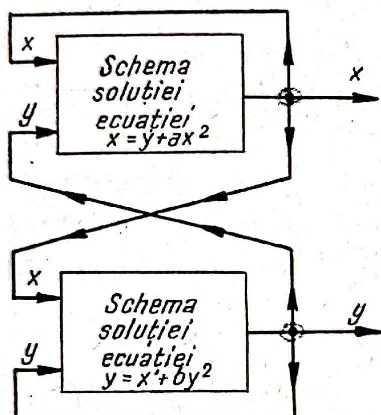


Fig. 22-16.

Reacțiile stabilite astfel între blocurile elementelor de calcul permit să se obțină o rezolvare care satisface simultan toate ecuațiile sistemului.

Schema-bloc de rezolvare a problemelor prin metoda funcțiilor implicite

In ecuațiile asemănătoare cu una din ecuațiile sistemului cercetat mai sus $x=y+ax^2$, mărimea x nu se poate scrie în mod explicit sub o formă reală, pentru a putea stabili schema-bloc.

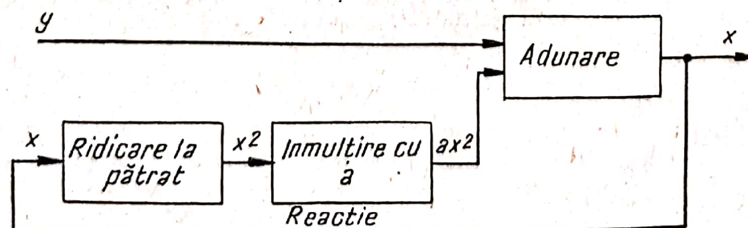


Fig. 22-17.

Pentru evitarea acestei greutăți este necesar să se considere mărimea x, care se află în partea dreaptă a ecuației, ca fiind cunoscută, pentru că ea trebuie să se obțină și la ieșirea blocului. Această mărime urmează să fie aplicată la intrarea schemei, formînd astfel relația matematică dată. Se va obține schema-bloc de rezolvare arătată în fig. 22-17.

Atît în cazul rezolvării sistemului de ecuații, cît și în cazul folosirii metodei funcțiilor implicite schema-bloc de rezolvare conține reacții.

In fiecare caz concret este necesar să se ia măsuri pentru a evita formarea reacțiilor pozitive, care pot duce la instabilitatea schemei de rezolvare a ecuației.

Schema-bloc de rezolvare a ecuației diferențiale

Deoarece ecuația diferențială conține derivatele mărimii căutate, care depinde de timp, este necesar pentru găsirea acestei mărimi să se folosească operația de integrare. De aceea, pentru rezolvarea ecuației diferențiale cu ajutorul modelelor este necesar să existe elemente de calcul denumite integratoare.

Dispozitivele electronice de modelare cu ajutorul cărora se pot rezolva ecuațiile diferențiale, se numesc de aceea integratoare electronice.

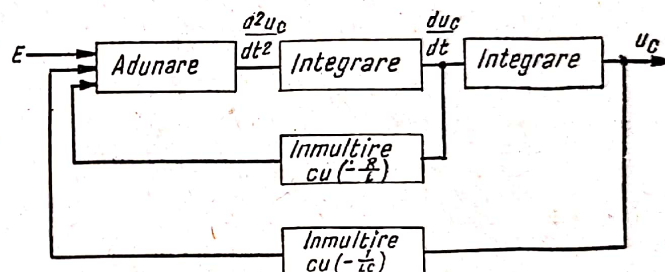


Fig. 22-18. Schema-bloc de rezolvare a ecuației diferențiale a circuitului oscilant.

Numărul de integratoare necesare pentru rezolvarea ecuației este egal cu ordinul ecuației.

La rezolvarea ecuațiilor diferențiale cu ajutorul modelelor se folosește metoda funcțiilor implicite. Se consideră că funcția căutată și toate derivatele ei, în afară de cea superioară, sînt cunoscute. Atunci suma tuturor acestor mărimi considerate drept cunoscute și înmulțite cu coeficienți stabiliți de ecuație va da valoarea celei mai mari derivate. Integrînd această sumă, se poate obține derivata de un ordin mai mic cu o unitate și s-o aplicăm la intrarea schemei. Integrarea se face succesiv de atîtea ori cît este ordinul ecuației și ieșirea fiecărui integrator se conectează la intrarea schemei de rezolvare ținînd seama de coeficientul și semnul determinați de ecuație. Mărimea variabilă la ieșirea ultimului integrator este funcția de timp căutată.

De exemplu, ecuația diferențială care determină variația tensiunii pe capacitatea C a circuitului serie, format din inductanța L, rezistența R și capacitatea C, din momentul aplicării la intrarea circuitului a tensiunii constante E are următoarea formă:

$$\frac{d^2u_c}{dt^2}+\frac{R}{L}\frac{du_c}{dt}+\frac{1}{LC}u_c=\frac{1}{LC}E.$$

Ea poate fi rezolvată cu ajutorul schemei care conține două integratoare (fig. 22-18).

Schemele pentru rezolvarea ecuațiilor diferențiale în majoritatea cazurilor sînt prevăzute cu reacții.

Rezolvarea sistemelor de ecuaţii diferenţiale se face după metoda descrisă mai sus (fig. 22-16).

La rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale se introduc obligatoriu condiţiile iniţiale.

Tipurile de bază ale elementelor de calcul

Problemele matematice complicate pot fi rezolvate cu ajutorul combinaţiilor unui număr limitat de operaţii simple, efectuate de către elementele de calcul de bază.

În practică, majoritatea problemelor se rezolvă prin combinarea următoarelor elemente de calcul:

1) dispozitive pentru obţinerea sumei a două sau a cîtorva mărimi;

2) dispozitive pentru înmulţirea mărimilor variabile cu un coeficient constant;

3) dispozitive pentru schimbarea semnului mărimilor variabile;

4) dispozitive pentru obţinerea produsului a două mărimi variabile;

5) dispozitive pentru obţinerea diferitelor funcţii ale mărimilor variabile;

6) dispozitive pentru obţinerea integralei în funcţie de mărimile variabile în timp;

7) dispozitive pentru înmulţirea mărimilor variabile cu un coeficient care variază în timp.

Enumerarea elementelor de calcul arătate permite să se întocmească scheme pentru rezolvarea a trei cazuri de ecuaţii diferenţiale obişnuite (liniare cu coeficienţi constanţi şi variabili şi neliniare) şi de asemenea a sistemelor de ecuaţii diferenţiale.

Reprezentarea mărimilor variabile în modelul electronic

Mărimile fizice care intră în sistemul ecuaţiilor de rezolvat se reprezintă în modelul electronic prin tensiuni. Aceste tensiuni poartă denumirea de *variabilele maşinii*. Deci cu ajutorul modelului electronic se stabilesc relaţii matematice nu între mărimile variabile iniţiale ale problemei care trebuie rezolvată, ci între variabilele maşinii. Pentru ca această deosebire să fie scoasă în evidenţă se notează mărimile variabile iniţiale cu litere mici, iar cele ale maşinii, cu litere mari.

În modelele electronice fabricate în U.R.S.S. variabilele maşinii se schimbă în limitele ± 100 V; de aceea, ca unitate de măsură a lor, se ia o unitate a maşinii, egală cu o sută de volţi.

22-10. PRINCIPIILE DE FOLOSIRE A CIRCUITELOR ELECTRICE PENTRU REALIZAREA OPERAŢIILOR MATEMATICE

Înmulţirea cu un coeficient constant

Pentru înmulţirea cu un coeficient constant se foloseşte un divizor de tensiune sau un potenţiometru liniar în cazul cînd mărimea coeficientului K este cuprinsă între zero şi unitate (fig. 22-19, *a*).

Relaţia dintre mărimea de ieşire şi cea de intrare este:

$$u_2 = K u_1,$$

unde $K = \frac{R_1}{R}$.

Valoarea coeficientului stabilit se citeşte pe scala potenţiometrului, care va fi gradată liniar dacă sarcina de la ieşirea potenţiometrului este foarte mică, iar sursa tensiunii de intrare are o putere suficientă.

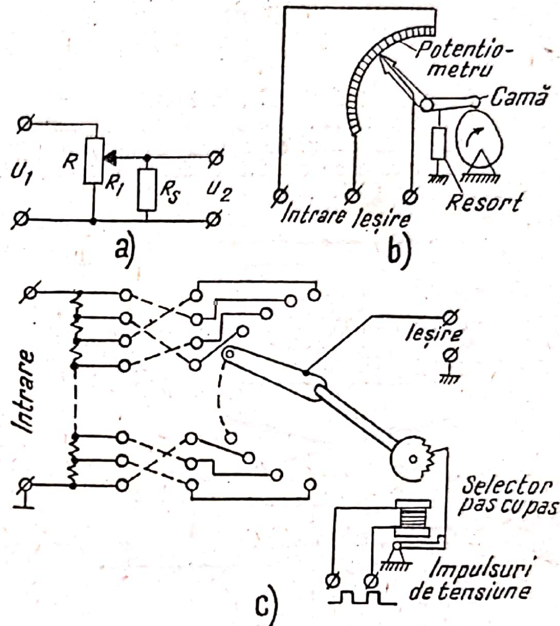


Fig. 22-19. Divizorul de tensiune (*a*), variatorul cu camă al coeficienţilor (*b*) şi variatorul cu selector pas cu pas al coeficienţilor (*c*).

Dacă potenţiometrul are ca sarcină rezistenţa R_s atunci $u_2 = K_1 u_1$, unde

$$K_1 = K - \frac{K^2(1-K)\frac{R}{R_s}}{1+K(1-K)\frac{R}{R_s}}.$$

Influenţa sarcinii se manifestă prin dependenţa coeficientului de transfer al circuitului de mărimea sarcinii şi de produsul braţelor potenţiometrului. Influenţa sarcinii se micşorează o dată cu mărirea lui R_s.

Înmulţirea cu un coeficient variabil

Dispozitivele destinate pentru obţinerea coeficienţilor variabili în timp se numesc *variatori ai coeficienţilor* sau *blocurile coeficienţilor variabili*.

Se folosesc variatori electromecanici sau electronici ai coeficienţilor.

Variatorul electromecanic este un potenţiometru liniar sau un divizor de tensiune la care poziţia cursorului variază în mod corespunzător funcţiei de timp dată pentru reproducere (fig. 22-19, *b* şi *c*).

Tensiunea care trebuie să fie înmulţită cu coeficientul variabil în timp se aplică la intrarea unui astfel de dispozitiv. Elementul de bază, cu ajutorul căruia se schimbă poziţia cursorului potenţiometrului, este cama profilată, rea-

lizată corespunzător cu funcția de timp dată pentru reproducere, sau selectorul pas cu pas cu un număr mare de lamele.

Deoarece uneori este necesară obținerea de coeficienți cu o mare viteză de variație, se folosesc variatori electronici (p. 525).

Amplificatorul operațional

Se numește amplificator operațional amplificatorul electronic destinat pentru efectuarea operațiilor matematice cu tensiunea care acționează la intrarea amplificatorului.

Amplificatorul operațional se compune dintr-un amplificator de curent continuu și din circuite de reacție, impedanțele Z_1 și Z_2 (fig. 22-20).

Cu ajutorul amplificatorului de curent continuu cu reacție în modelele electronice se realizează toate elementele de calcul liniare. Se pot scrie următoarele ecuații, notate sub formă simbolică, pentru amplificatorul de curent continuu care are un coeficient de amplificare mare ($K \gg 1$),

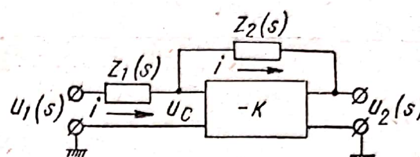


Fig. 22-20.

un număr impar de etaje ($K < 0$) și este cuprins în circuitul de reacție prin impedanța Z_2:

$$u_1(s) - u_2(s) = i(s)\,[Z_1(s) + Z_2(s)]; \quad u_2(s) = -Ku_C(s)$$

$$i(s) = \frac{u_1(s) - u_C(s)}{Z_1(s)}.$$

Tabela 22-2

Schema amplificatorului operațional	Impedanța de reacție $Z_2(s)$	Impedanța de intrare $Z_1(s)$	Ecuația amplificatorului operațional	Operația matematică executată de amplificator
U_1, R_1, R_2, U_2	$Z_2(s) = R_2$	$Z_1(s) = R_1$	$U_2 = -\frac{R_2}{R_1} U_1$	Multiplicarea cu un număr constant negativ
U_{11}, U_{12}, U_{13}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_2, U_2	$Z_2(s) = R_2$	$Z_{11}(s) = R_{11}$ $Z_{12}(s) = R_{12}$ $Z_{13}(s) = R_{13}$ $Z_{1n}(s) = R_{1n}$	$U_2 = -\sum_{i=1}^{n} \frac{R_2}{R_{1i}} U_{1i}$	Adunarea cîtorva variabile independente
U_1, R, C, U_2	$Z_2(s) = \frac{1}{sC}$	$Z_1(s) = R$	$U_2 = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_1\,dt$	Integrarea în raport cu timpul
U_1, C, R, U_2	$Z_2(s) = R$	$Z_1(s) = \frac{1}{sC}$	$U_2 = -RC \frac{dU_1}{dt}$	Derivarea în raport cu timpul
U_{11}, U_{12}, U_{13}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, C, U_2	$Z_2(s) = \frac{1}{sC}$	$Z_{11}(s) = R_{11}$ $Z_{12}(s) = R_{12}$ $Z_{13}(s) = R_{13}$ $Z_{1n}(s) = R_{1n}$	$U_2 = -\frac{1}{C} \int_0^t \sum_{i=1}^{n} \frac{U_{1i}}{R_{1i}} dt$	Integrarea în raport cu timpul a unei sume de variabile

Prin rezolvarea acestor ecuații se obține următoarea ecuație de bază a amplificatorului operațional care leagă tensiunea de la intrare cu cea de la ieșirea lui:

$$\frac{u_2(s)}{u_1(s)} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}\cdot\frac{1}{\frac{K+1}{K}+\frac{1}{K}\cdot\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}}.$$

În cazul cînd coeficientul de amplificare al amplificatorului de curent continuu fără reacție este foarte mare ($K \gg 1$), ecuația amplificatorului operațional are următoarea formă:

$$u_2(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}u_1(s).$$

După cum rezultă din relația de mai sus, caracterul operației matematice efectuate de schemă este determinat de raportul dintre impedanța circuitului de reacție $Z_2(s)$ și impedanța circuitului de intrare $Z_1(s)$. Această regulă este îndeplinită cu atît mai mult cu cît este mai mare coeficientul de amplificare K.

Principalele surse de erori ale amplificatorului operațional sînt: valoarea finită a coeficientului de amplificare al amplificatorului de curent continuu, deriva amplificatorului de curent continuu și instabilitatea elementelor schemei.

În tabela 22-2 sînt arătate cîteva exemple de amplificatoare operaționale ca elemente de calcul, iar în tabela 22-3 sînt arătate schemele amplificatoarelor operaționale pentru modelarea elementelor din sistemele de reglare automată.

Schemele de principiu ale amplificatoarelor de curent continuu folosite în amplificatoarele operaționale sînt arătate în fig. 22-21 și 22-22.

În amplificatoarele operaționale ale modelelor electronice se folosesc amplificatoare de curent continuu fără stabilizare (fig. 22-21) și cu stabilizarea automată a derivei nivelului de zero (fig. 22-22).

Tabela 22-3

Schema amplificatorului operațional	Funcția de transfer	Ecuația rezolvată de amplificator
U_1, R_1, C, R_2, U_2	$Y(s) = -\frac{k}{Ts+1}$; $k = \frac{R_2}{R_1}$; $T = R_2C$	Ecuația elementului aperiodic
U_1, C, R_1, R_2, U_2	$Y(s) = -k(Ts+1)$; $k = \frac{R_2}{R_1}$; $T = R_1C$	Ecuația elementului de forțare (PD)
U_1, R_1, C, R_2, U_2	$Y(s) = -\frac{R_2Cs+1}{R_1Cs}$	Ecuația pentru legarea în serie a unui element de integrare cu unul de forțare (PD)
U_1, R_1, C, R_2, U_2	$Y(s) = \frac{R_2Cs}{R_1Cs+1}$	Ecuația pentru legarea în serie a unui element de derivare cu unul de integrare
U_1, C_1, R_1, C_2, R_2, U_2	$Y(s) = -k\frac{T_1s+1}{T_2s+1}$; $k = \frac{R_2}{R_1}$; $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = R_2C_2$	Ecuația pentru legarea în serie a unui element aperiodic cu unul de forțare (DP)
U, R_1, C_1, C_2, R_2, U_2	$Y(s) = -\frac{T_2s}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$; $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = R_2C_2$	Ecuația pentru legarea în serie a unui element de derivare cu două elemente aperiodice

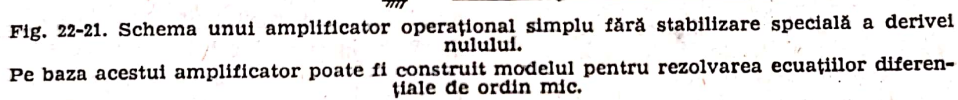


Fig. 22-21. Schema unui amplificator operațional simplu fără stabilizare specială a derivei nulului.
Pe baza acestui amplificator poate fi construit modelul pentru rezolvarea ecuațiilor diferențiale de ordin mic.

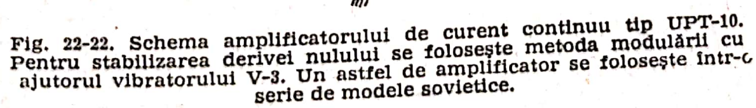


Fig. 22-22. Schema amplificatorului de curent continuu tip UPT-10. Pentru stabilizarea derivei nulului se folosește metoda modulării cu ajutorul vibratorului V-3. Un astfel de amplificator se folosește într-o serie de modele sovietice.

22-11. CONVERTOARE ELECTRONICE FUNCŢIONALE

Convertor universal funcţional

Convertorul funcţional este destinat pentru realizarea dependenţei neliniare, dintre variabilele de intrare U_x şi de ieşire U_y de tipul $U_y=f(U_x)$.

In convertoarele electronice funcţionale, transformarea tensiunii de intrare se face după o funcţie asemănătoare celor date, rezultată prin aproximarea funcţiei $U_y=f(U_x)$ printr-o linie frîntă, formată din segmente rectilinii. Ca rezultat al acestui fapt funcţia dată se reprezintă sub forma:

$$U_y=f(0)+kU_x+\sum_{i=1}^{n} b_i\,(U_x-U_{x_i\,iniţial}),$$

unde: $f(0)$ este valoarea funcţiei reproduse cînd $U_x=0$;

$U_{x_i\,iniţial}$ — valoarea mărimii de intrare pentru punctul i de îmbinare a segmentelor liniei frînte de aproximare a funcţiei $U_y=f(x)$.

Pentru obţinerea termenilor de forma

$$U_{yi}=b_i\,(U_x-U_{x_i\,iniţial})$$

se folosesc caracteristicile liniare frînte ale schemelor cu diode.

In schema cu diodă (fig. 22-23) dioda cu sarcină se cuplează în diagonala punţii care se echilibrează în aşa fel încît prin diodă începe să treacă curentul cînd $U_x=U_{x_i\,iniţial}$.

Cu ajutorul potenţiometrului din punte se stabileşte tensiunea de tăiere a diodei, egală în mărime absolută şi inversă ca semn cu $U_{x\,iniţial}$. Pe porţiunea caracteristică în care dioda conduce, relaţia dintre tensiunile de intrare şi ieşire are forma:

$$U_y=\frac{a_1}{\dfrac{1}{1-a}+a\dfrac{R}{R_s}}\left(U_x-\frac{a}{1-a}E\right).$$

Mărimea a determină tensiunea de tăiere a diodei, iar a_1 este panta caracteristicii.

Schema cu diodă permite să se obţină o caracteristică care se poate găsi în oricare cadran al cercului (tabela 22-4).

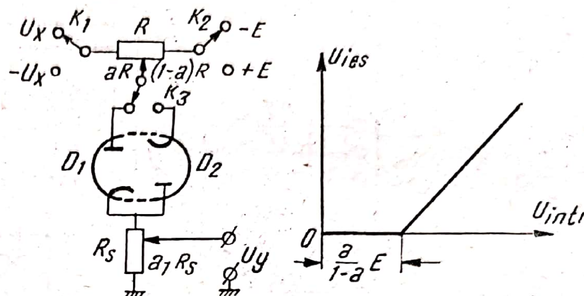


Fig. 22-23. Schema cu diodă şi caracteristica ei. Poziţia comutatoarelor corespunde cu funcţionarea în primul cadran.

Acest lucru se realizează prin schimbarea polarităţii tensiunii de intrare şi prin conectarea inversă a diodei (tensiunea de tăiere totdeauna trebuie să fie de polaritate inversă tensiunii de intrare).

Convertorul electronic funcţional (fig. 22-24) este format dintr-un complex de scheme cu diode, scheme pentru fixarea valorii iniţiale a funcţiei $f(0)$ şi a pantei iniţiale $k=\text{tg}\,\alpha$ şi două amplificatoare operaţionale: de intrare (pentru schimbarea semnului variabilei de intrare) şi de ieşire (pentru însumarea tensiunilor, corespunzătoare diferitelor porţiuni ale funcţiei aproximate).

La construirea schemelor cu diode care aproximează porţiunile separate ale funcţiei se folosesc următoarele reguli:

Dacă în cazul argumentului pozitiv $U_x>0$ porţiunea curbei aproximate este situată mai sus (mai spre stînga) decît prelungirea porţiunii anterioare, atunci schema cu diodă se construieşte astfel încît caracteristica ei să se situeze în primul cadran, iar în caz contrar, în al doilea cadran.

Dacă în cazul argumentului negativ $U_x<0$ porţiunea curbei aproximate este situată mai sus decît prelungirea porţiunii anterioare, atunci schema cu diodă se construieşte

Tabela 22-4

Comutator	Poziţia			
	Cadranul I	Cadranul II	Cadranul III	Cadranul IV
K_1 K_2 K_3	+ − +	− + −	+ + −	− − +
Caracteristica schemei cu diodă	+Uies, +Uintr	+Uintr, -Uies	-Uintr, -Uies	+Uies, -Uintr

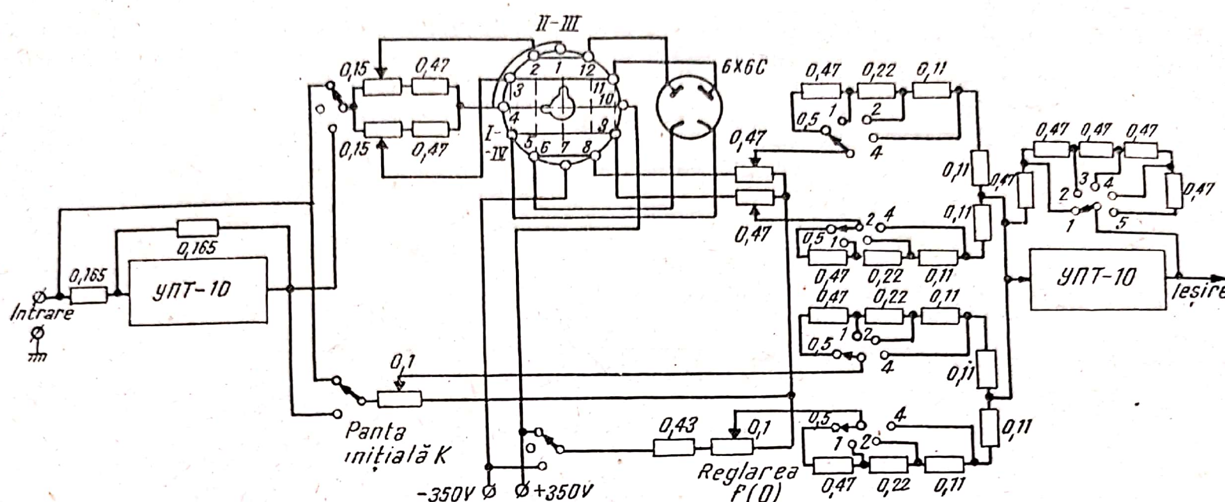


Fig. 22-24. Convertorul funcţional (blocul neliniar) БН-3. Sînt arătate numai două scheme cu diodă (în total sînt douăsprezece).

astfel încît caracteristica ei să se situeze în cadranul al patrulea, iar în caz contrar, în cadranul al treilea (fig. 22-25).

Convertorul electronic funcţional care conţine 12—14 scheme cu diodă asigură o precizie cu aproximarea

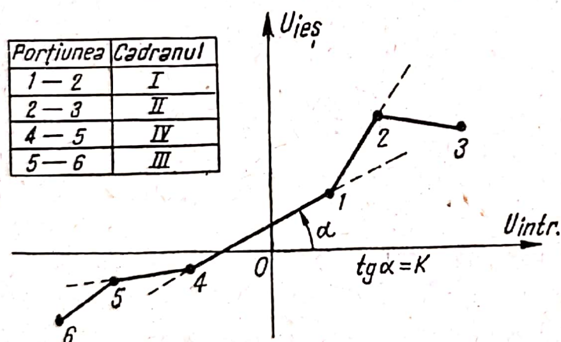


Fig. 22-25. Exemplu de construire a unui convertor funcţional.

funcţiei de forma $\sin x$ şi $\cos x$ cînd $x \leqslant 90°$ nu mai mică de 1% faţă de maximul tensiunii de ieşire (100 V).

Banda de trecere a convertorului este uniformă pînă la frecvenţa de 200—300 Hz.

Dispozitiv electronic de înmulţire

Dispozitivul de înmulţire este destinat pentru obţinerea produsului a două variabile ale maşinii cu respectarea regulei algebrice a semnelor.

La baza construirii schemelor dispozitivelor electronice de înmulţire stă următoarea relaţie:

$$CU_xU_y = (U_x+U_y)^2 - (U_x-U_y)^2.$$

Realizarea acestei relaţii se face cu următoarea schemă-bloc (fig. 22-26).

Mărimile de intrare $\pm U_x$ şi $\pm U_y$ şi, de asemenea, mărimile $\mp U_x$ şi $\mp U_y$ de la ieşirile amplificatoarelor invertoare se aplică la patru dispozitive de sumare, care permit să se obţină suma şi diferenţa mărimilor de la intrare cu semne opuse. Una dintre cele două sume pentru oricare combinaţie a mărimilor şi semnelor U_x şi U_y întotdeauna este pozitivă, iar una dintre cele două diferenţe întotdeauna este negativă.

Ambele sume şi ambele diferenţe se aplică în mod corespunzător la două comutatoare electronice (fig. 22-27), care permit să treacă numai suma pozitivă şi diferenţa negativă.

De la ieşirea comutatoarelor, semnalele corespunzătoare se transmit la două dispozitive de ridicare la pătrat. La ieşirea dispozitivelor de ridicare la pătrat se obţine valoarea pozitivă a pătratului sumei şi valoarea negativă a pătratului diferenţei. Prin însumarea lor algebrică cu ajutorul amplificatorului operaţional rezultă o mărime proporţională cu produsul variabilelor de intrare.

La construirea dispozitivelor de ridicare la pătrat a dispozitivelor electronice de înmulţire se folosesc aceleaşi scheme cu diodă ca şi în convertorul universal funcţional (fig. 22-28).

În calitate de dispozitiv de ridicare la pătrat poate fi folosită oricare rezistenţă neliniară cu caracteristică pătratică.

Variatorul electronic al coeficienţilor

Variatorul electronic al coeficienţilor este format dintr-un convertor funcţional şi un dispozitiv de înmulţire.

Convertorul funcţional transformă tensiunea de la intrarea sa care variază liniar în timp într-o tensiune care variază conform funcţiei de timp dată. Cu ajutorul dispozitivului de înmulţire această funcţie de timp corespunzînd coeficientului variabil se înmulţeşte cu variabila necesară a problemei de rezolvat.

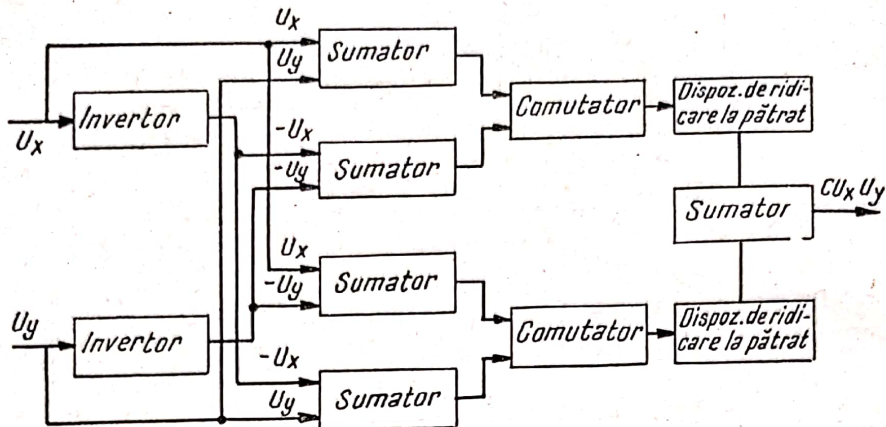


Fig. 22-26. Schema-bloc a instalaţiei de înmulţire.

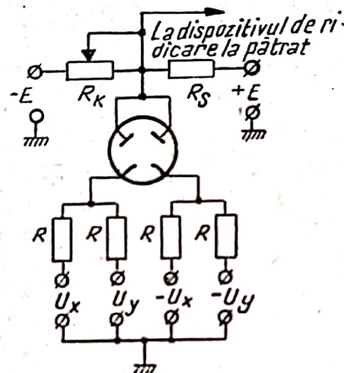


Fig. 22-27. Schema comutatorului şi a dispozitivelor de sumare. Cu potenţiometrul R_k se compensează tensiunea iniţială pe sarcina R_s.

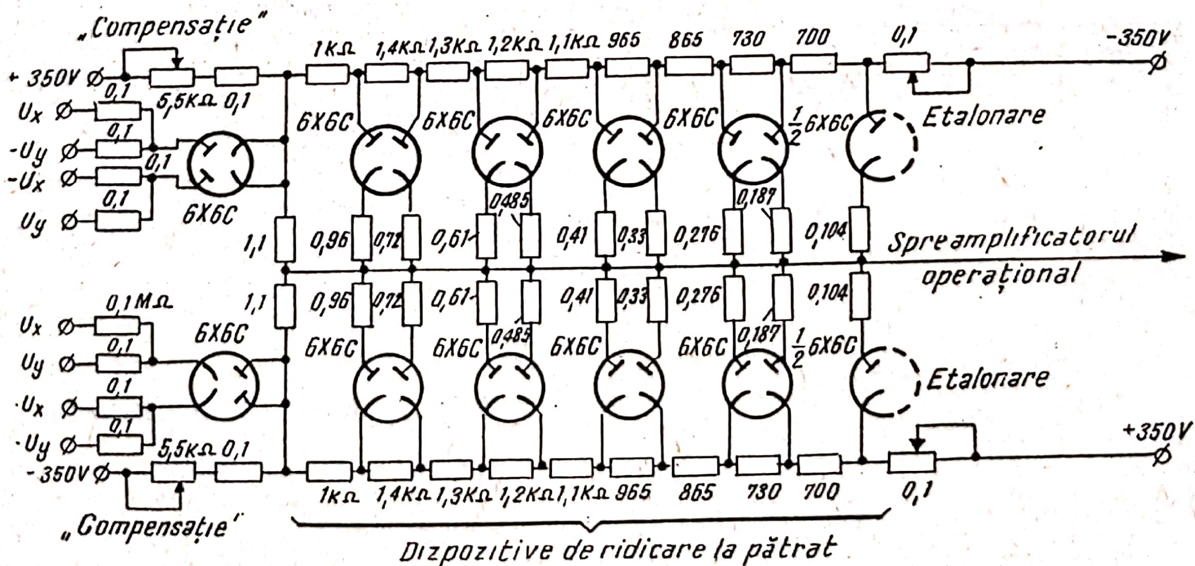


Fig. 22-28. Schema simplificată a blocului operator БП-2 (sînt arătate dispozitivele de sumare, comutatoarele şi dispozitivele de ridicare la pătrat).

22-12. CARACTERISTICILE DE BAZĂ ALE MAȘINILOR DE CALCUL SOVIETICE ANALOGICE (CU FUNCȚIONARE CONTINUĂ)

Tipul mașinii	Nr. elementelor liniare de calcul		Nr. coeficienților variabili	Nr. elementelor neliniare de calcul	Observații
	în total	integratoare			
ИПТ-5*	18	12	18	—	—
МПТ-9*	48	16	48	—	—
КНБ* (complet de blocuri neliniare)	—	—	—	3 buc. БП-2 și 3 buc. БН-3	Se folosesc concomitent cu modelele ИПТ-5 și МПТ-3
МПТ-11	60	12	12	6 buc. БП-2 și 6 buc. БН-3	Blocurile coeficienților variabili НБ-1 se pot folosi de asemenea ca blocuri neliniare
МН-1	36	12	36	33	—
МН-2	18	6	12	20 (10 blocuri de înmulțire și 10 neliniare)	—
МН-7*	16	6	—	4	—
МН-8*	80	32	48	22 (12 blocuri de înmulțire și 10 neliniare)	—
ЭМУ-5 ЭМУ-6 ЭМУ-8*	12 12 16	Pînă la 12 idem Pînă la 16	— — —	10 2 7	Fiecare element liniar de calcul poate funcționa în regim de integrare

* Se fabrică în serie

22-13. PREGĂTIREA PROBLEMELOR PENTRU REZOLVAREA CU MAȘINA DE CALCUL CU ACȚIUNE CONTINUĂ

Trecerea la variabilele de mașină și alegerea factorilor de scară

Întrucît mașina de calcul cu acțiune continuă nu operează cu mărimile fizice reale ci cu cele electrice, analoge lor, reprezentate prin tensiuni, atunci înaintea rezolvării problemei este necesar să se stabilească corespondența lor.

Trecerea de la o variabilă dată la aceea de mașină se face prin relația:

$$X=m_x x,$$

unde: X este variabila de mașină;
x — variabila reală;
m_x — factorul de scară.

Factorul de scară are dimensiune și numeric este egal cu numărul unităților de scară existente într-o unitate a variabilei înlocuite.

Pentru fiecare variabilă se stabilește factorul său de scară.

Factorii de scară trebuie, pe cît este posibil, să aibă valori cît mai mari (aceasta micșorează erorile relative),

însă în aşa fel încît în procesul de rezolvare a problemei variabilele de maşină să nu depăşească o unitate de maşină (±100 V).

Pentru alegerea justă a factorilor de scară se poate folosi următoarea regulă:

$$m_x \leqslant \frac{1}{\text{valoarea maximă probabilă } (x)} \times$$

$$\times \frac{\text{valoarea maximă a variabilei de maşină în unităţi de maşină}}{\text{unitatea de măsură a variabilei iniţiale}}.$$

Dacă coeficienţii ecuaţiei iniţiale se deosebesc mult ca mărime unul de celălalt, atunci se recomandă să se aleagă diferite scări pentru variabila căutată şi derivatele ei. Acest fapt permite să se egaleze coeficienţii ecuaţiei de maşină.

Alegerea scării timpului

Procesele în maşina de calcul cu acţiune continuă se produc în timpul real, care se numeşte timp de maşină, şi este o variabilă de maşină independentă. Datorită limitării benzii de trecere a elementelor de calcul, cercetarea proceselor ei, care decurg repede în timpul real, poate fi îngreunată. Deci procesul de rezolvare este necesar să se facă mai lent. La cercetarea proceselor foarte lente poate fi utilă accelerarea procesului de rezolvare. In ambele cazuri se introduce scara timpului care leagă timpul de maşină τ cu variabila matematică independentă t după formula

$$\tau = m_t t.$$

Cînd $m_t < 1$, procesul în maşină decurge mai repede decît cel real, iar cînd $m_t > 1$, mai lent.

Valoarea variabilei independente t în orice moment al procesului de rezolvare este egală cu valoarea curentă τ împărţită cu scara timpului.

Intre derivatele în raport cu variabila matematică independentă t şi timpul de maşină există următoarea legătură:

$$\frac{d}{dt} = m_t \frac{d}{d\tau}; \quad \frac{d^n}{dt^n} = m_t^n \frac{d^n}{d\tau^n}.$$

Formarea ecuaţiilor de maşină

După alegerea factorilor de scară şi a scării timpului, în ecuaţiile iniţiale se efectuează înlocuirea variabilelor date cu variabilele de maşină ţinînd seama de formulele de transformare:

$$X = m_x x; \quad \tau = m_t t; \quad \frac{d}{dt} = m_t \frac{d}{d\tau} \text{ etc.}$$

Se va obţine o relaţie matematică între variabilele de maşină, relaţie care se numeşte ecuaţia de maşină. Pe dispozitivul de modelare se rezolvă numai ecuaţiile de maşină.

Ecuaţiile de maşină se deosebesc de ecuaţiile iniţiale numai prin mărimea coeficienţilor.

Introducerea condiţiilor iniţiale

Inaintea începerii procesului de rezolvare, la ieşirea fiecărui integrator, care există în schema de rezolvare a ecuaţiei diferenţiale, se stabileşte o tensiune egală cu valoarea iniţială a variabilei de maşină, corespunzătoare acestui punct. Valorile iniţiale ale variabilelor de maşină se determină din ecuaţiile de transformare a variabilelor după substituirea în ele a valorilor variabilelor iniţiale.

Tensiunile corespunzătoare condiţiilor iniţiale se obţin prin încărcarea condensatoarelor integratoarelor. In cazul acesta circuitele de intrare a integratoarelor se decuplează de grilele amplificatoarelor integratoarelor pînă la începerea rezolvării.

In momentul începerii rezolvării circuitele de intrare se cuplează cu grilele amplificatoarelor integratoarelor, iar sursele de tensiune ale condiţiilor iniţiale se decuplează de la condensatoarele integratoarelor. Toate comutările se realizează automat, cu ajutorul releelor.

22-14. EXEMPLE DE FORMARE A ECUAŢIILOR DE MAŞINĂ ŞI A SCHEMELOR DE REZOLVARE A LOR

Ecuaţia iniţială a tensiunii de la bornele condensatorului circuitului oscilant serie are următoarea formă:

$$\frac{d^2u_c}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{du_c}{dt} + \frac{1}{LC} u_c = \frac{1}{LC} e(t).$$

Se aleg parametrii circuitelor astfel: $L = 32\,\mu H$; $C = 200$ pF; $R = 5\ \Omega$; $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2$ MHz; $e(t) = 2$ V = constant.

In cazul acestor parametrii ecuaţia are următoarea formă:

$$\frac{d^2u_c}{dt^2} + 156 \cdot 10^3 \frac{du_c}{dt} + 156 \cdot 10^{12} u_c = 156 \cdot 10^{12} e(t).$$

Coeficienţii ecuaţiei se deosebesc mult unul de celălalt; de aceea, se introduc diferite scări pentru variabila u_c şi derivatele ei:

$$U_c = m_1 u_c; \quad \frac{dU_c}{dt} = m_2 \frac{du_c}{dt};$$

$$\frac{d^2U_c}{dt^2} = m_3 \frac{d^2u_c}{dt^2}; \quad E = m_4 e.$$

Deoarece frecvenţa oscilaţiilor proprii ale circuitului este foarte mare (2 MHz), atunci se introduce şi scara timpului:

$$\tau = m_t t,$$

unde $m_t \gg 1$.

Ținînd seama de formulele de transformare a variabilelor, se obține următoarea ecuație de mașină:

$$\frac{d^2U_c}{d\tau^2}+156\cdot10^3\frac{m_3}{m_2m_t}\frac{dU_c}{d\tau}+156\cdot10^{12}\frac{m_3}{m_1m_t^2}U_c=$$

$$=156\cdot10^{12}\frac{m_3}{m_4m_t^2}E.$$

Se consideră $m_t=10^6$; în cazul acesta frecvența proprie a sistemului obținută pentru model va fi $F_0=2$ Hz.

La alegerea lui m_4 se ia în considerație faptul că tensiunea pe condensator poate depăși de 2 ori tensiunea sursei exterioare; se ia deci $m_4=40$.

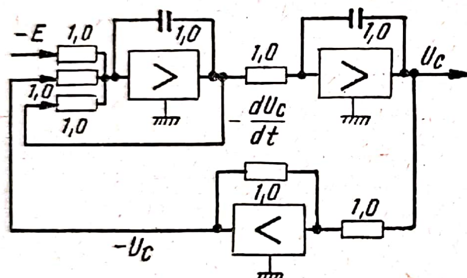


Fig. 22-29.

Factorii de scară m_1, m_2 și m_3 sînt aleși în așa fel încît toți coeficienții ecuației de mașină să fie egali cu unitatea. Din această condiție se obțin: $m_3=0{,}256$; $m_2=0{,}04$; $m_1=40$.

Ecuația de mașină ia forma:

$$\frac{d^2U_c}{d\tau^2}=-\frac{dU_c}{d\tau}-U_c+E$$

și poate fi rezolvată cu ajutorul a trei amplificatoare operaționale (fig. 22-29).

Ecuația generatorului cu tuburi

Procesul operației și existenței oscilațiilor în generatorul cu tuburi este descris de ecuația diferențială neliniară

$$\frac{d^2u}{d\tau^2}+\varepsilon(1-u^2)\frac{du}{d\tau}+u=0,$$

unde: ε este parametrul reacției;

u — mărime adimensională, proporțională cu tensiunea pe grila tubului generatorului;

τ = $\omega_0 t$;

ω_0 — frecvența de rezonanță a circuitului generatorului.

Se presupune că $\varepsilon=0{,}1$, iar $u\approx2$ și se introduce ecuația de transformare $u=2{,}5\ U$.

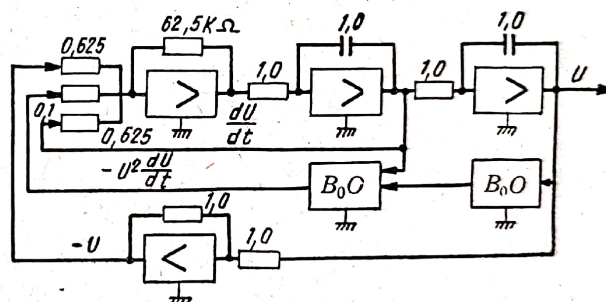


Fig. 22-30.

Atunci ecuația de mașină, rezolvată în raport cu derivata superioară, ia următoarea formă:

$$\frac{d^2U}{d\tau^2}=-0{,}1\frac{dU}{d\tau}+0{,}625U^2\frac{dU}{d\tau}-U.$$

Ecuația poate fi rezolvată cu ajutorul schemei, formată din patru amplificatoare operaționale și două blocuri de înmulțire (fig. 22-30).

INDEX ALFABETIC

S

U

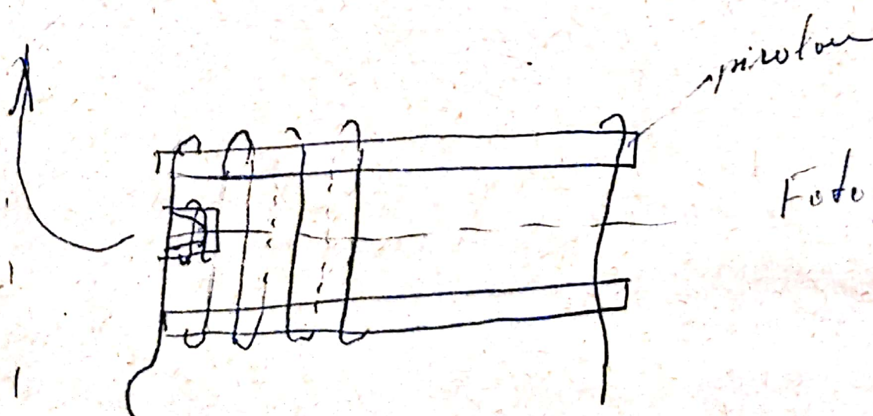
V

W

Z

TABLA DE MATERIE

tabela 16-10 pag. 360
— " — 8-4 — " — 164



Fotografia